

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE AGRUPACIÓN DE ANTENAS PARA
POLARIZACIÓN DUAL CON EXCITACIÓN MEDIANTE
RED CORPORATIVA EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE
ONDA CUADRADA**

**Rodrigo García Froilán
Tutor: Pablo Sánchez Olivares
Ponente: José Luis Masa Campos**

JULIO 2018

DISEÑO DE AGRUPACIÓN DE ANTENAS PARA POLARIZACIÓN DUAL CON EXCITACIÓN MEDIANTE RED CORPORATIVA EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA CUADRADA

AUTOR: Rodrigo García Froilán
TUTOR: Pablo Sánchez Olivares
PONENTE: José Luis Masa Campos



**Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas Dpto. de Tecnologías
Electrónicas y de Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2018**

Resumen

Este Trabajo de Fin de Grado, “Diseño de agrupación de antenas para polarización dual con excitación mediante red corporativa en tecnología de guía de onda cuadrada”, como su título indica, trata sobre el diseño y construcción de un array de cuatro elementos formados por ranuras en el plano reflector en forma de cruz. Esta agrupación de antenas tiene por finalidad radiar con dos polarizaciones ortogonales e independientes.

Las etapas que se han seguido en el presente trabajo para llegar a su objetivo son:

- Se comienza mejorando en ancho de banda el divisor 4-1 de un TFG anterior desarrollado en el grupo RFCAS. También se ha ampliado la separación entre elementos para compensar los acoplos entre elementos del array que alimentará.
- A continuación, se ha diseñado el elemento unitario del array final, formado por una cruz de ranuras, de tal forma que cada ranura radiara uno de los modos degenerados ortogonales (TE_{10} y TE_{01}), modos que se transmiten a la vez en la red de alimentación. Este array estará adaptado en una banda de trabajo de 16 a 18 GHz.
- Una vez diseñado el elemento unitario, se agrupa formando un array de 4 elementos, obteniendo así una antena mucho más directiva y multiplicando la ganancia por cuatro (6 dB más). Se estudió el comportamiento de su diagrama de radiación. Y se comprobó que cumple con los objetivos.
- En la siguiente etapa, se procede a ensamblar la red de alimentación mejorada en la primera etapa con el array diseñado en el presente TFG. Éste ha sido simulado para comprobar que la antena final está adaptada en la banda de trabajo, además, se comprueba que cumple con un diagrama de radiación esperado en ambos modos y es capaz de radiar las dos polarizaciones ortogonales e independientes.
- Finalmente, se ha concluido el TFG construyendo el diseño final de la antena, se ha comprobado que las medidas cumplen los requisitos dichos en la etapa anterior. Además, se ha hecho una comparación de la antena final simulada frente a la medida, y se ha hecho un estudio de la eficiencia de los resultados finales.

Palabras clave

Guía de onda cuadrada, red de alimentación corporativa, modos degenerados, TE_{10} , TE_{01} , polarización dual, divisor de potencia, parámetros S, coeficiente de transmisión, coeficiente de reflexión, estándar WR-51, Array, elemento unitario, ranura, acoplo, diagrama de radiación, ganancia, directividad, eficiencia, adaptación.

Abstract

This Bachelor Thesis, "Design of array antenna for dual polarization excitation by corporate network technology guide square wave" as its title suggests, will deal with the design and construction of an array of four elements formed by cross of slots on the reflector plane. This group of antennas aim to radiate with two orthogonal and independent polarizations.

The steps that have been taken in the dissertation in order to get its goal are the following:

- Firstly, it starts by improving in bandwidth the splitter 4-1 from a previous dissertation developed by the RFCAS group, as well as, extending the separation between elements to compensate the coupling between the elements of the array which it will feed.
- Then, the unit element of the final array, formed by a cross of slots, has been designed, in such a way that, each slot radiates one of the orthogonal degenerated modes (TE_{10} and TE_{01}), these modes are transmitted at the same time in the feeding network. This array will be adapted in a working band from 16 to 18 GHz.
- Once the unit element has been designed, it is grouped together forming an array of four elements, obtaining a much more directive antenna and multiplying the gain by four (6 dB more). The performance of his radiation diagram was studied. And it was tested that it fulfils its objectives.
- In the next step we proceed to assemble the improved feeding network in the first stage with the array designed in the present dissertation. This has been simulated to verify that the final antenna is adapted in the working band, in addition, it has been verified that it complies with an expected radiation diagram in both modes, and that it is capable of radiating the two orthogonal and independent polarizations.
- Finally, the Bachelor Thesis has been completed by building the final design of the antenna, it has been verified that the measurements comply with what was said in the previous step. In addition, a comparison of the simulations with the measurements has been made, and a study of the efficiency of the efficiency of the final results has been made.

Keywords

Square Wave guide, corporate feeding network, degenerate modes, TE_{10} , TE_{01} , dual polarization, power splitter, S parameters, transmission coefficient, reflection coefficient, standard WR-51, Array, unit element, slot, coupling, diagram of radiation, gain, directivity, efficiency, adaptation.

Agradecimientos

Llega la hora de los agradecimientos, en estas palabras no solo quiero agradecer haber terminado el TFG, sino haber llegado a él y conseguir acabar por fin la carrera, que trabajito ha costado.

Voy a empezar agradeciendo a mis padres la vida que me han dado, porque no puedo estar más agradecido de llegar donde he llegado. Gracias Mamá. Gracias Papa. Ellos desde pequeño siempre me han apoyado y ayudado a cumplir mis metas. A mi madre le debo esa visión positiva que heredé, y que me ha hecho ver de cada problema siempre todo lo bueno y no hundirme jamás. Venga también tengo que agradecer un poquito a la pesada de mi hermana el haberme aguantado en todas aquellas épocas de estrés durante la carrera, donde digamos, mi humor no era el mejor.

También pasan por estas líneas de agradecimiento a todos aquellos compañeros, que ya han pasado a ser AMIGOS. Porque con ellos he disfrutado desde primero hasta el final, y que, gracias a ellos, no me ha importado haber acabado en más de 4 años. Gracias a todos los que han pasado por mi vida para quedarse estos años. Pero como no puedo hacer otras 40 hojas escribiendo los nombres de todos. Voy a nombrar solo a unos pocos. A Pablo a Merce a Nombretón, con los que he disfrutado de ese balcón de Benidorm, gracias cracks. A los que empecé a conocer un poco más tarde, Lamas, Gator (y Álvaro ;)), Beltrán y a otro personaje más que ya hablare más adelante). Y por supuesto agradecer a el señor Vicpiga haberme ayudado a elegir mí futuro, gracias por haberme metido Teleco en la cabeza y gracias por ser el mejor compi de prácticas durante la carrera y parte del cole, a ver si te cambias ya el culo por la cara :P. A ti Mili, muchas gracias por ser el mayor apoyo que he tenido en todos estos años de carrera, gracias por haberme apoyado siempre en todo lo que he hecho y gracias por haberme aguantado todos estos años de biblio, muchas gracias. Además, no puedo dejarme a el ánimo y felicidad personificados de estos últimos meses estresantes, gracias Pollito.

Y en esta etapa de TFG, primero tengo que agradecer a José Luis haber confiado en mi y haberme ofrecido un trabajo del que me puedo sentir orgulloso y realizado. Y por supuesto gracias a mi tutor, al mejor tutor que podría tener, gracias Pablo. En esta etapa no podría faltar esos RFCASoritos del 107 y, sobre todo, no me había olvidado de ti Alex, gracias a ti por hacerme amenos cada día en nuestro 107 querido, y por poner una canción a cada día.

Gracias a tod@s.

Rodrigo García Froilán
Julio 2018

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Estado del arte	3
2.1	Introducción.....	3
2.2	Conceptos de medios de transmisión.....	3
2.2.1	Guías de onda.	3
2.2.2	Modos de propagación	3
2.2.3	Tipos de guía de onda.....	5
2.3	Conceptos básicos de antenas.....	6
2.3.1	Concepto de antena.....	7
2.3.2	Parámetros básicos de una antena	7
2.3.3	Tipos de antenas	9
3	Diseño.....	11
3.1	Red de alimentación	11
3.1.1	Cuestiones teóricas previas al diseño de la red de alimentación	11
3.1.2	Primer nivel de la red de alimentación	12
3.1.3	Parte superior de la red de alimentación.....	15
3.1.4	Red de alimentación completa.....	16
3.2	Elemento unitario	17
3.2.1	Parámetros S del elemento unitario	19
3.2.2	Diagrama de radiación del elemento unitario.....	21
3.3	Array 22	24
3.3.1	Compensación de acoplos: modificación de ranuras.....	24
3.3.2	Compensación de acoplos: distancia entre elementos	25
3.3.3	Diagrama de radiación del Array.....	27
4	Desarrollo	29
4.1	Union de la red de alimentación con el array. Parámetros S.....	29
4.2	Array + Red de alimentación: Diagrama de radiación	30
5	Integración, pruebas y resultados	33
5.1	Preparación para la construcción	33
5.2	Medida de resultados	35
6	Conclusiones y trabajo futuro.....	39
6.1	Conclusiones.....	39
6.2	Trabajo futuro	40
	Referencias	41
	Anexos.....	I
A	Breves apuntes teóricos de antenas.....	I
A.1	Diagrama de radiación	I
A.2	Directividad y ganancia	II
A.3	Polarización	II
B	Análisis Tamaño de Márgenes del array para taladros	III
C	Planos de fabricación	IV

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: GUÍA DE ONDA CUADRADA.....	3
FIGURA 2-2: FRECUENCIAS DE COTE DE LOS MODOS DE UN MEDIO DE TRANSMISIÓN.....	5
FIGURA 2-3: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	5
FIGURA 2-4: GUÍA DE ONDA CUADRADA.....	6
FIGURA 2-5: GENERADOR CONECTADO A ANTENA MEDIANTE LÍNEA DE TRANSMISIÓN.	8
FIGURA 2-6: RED DE 2 TERMINALES CON ONDAS DE POTENCIA INCIDENTES Y REFLEJADAS.....	8
FIGURA 2-7: ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS EQUIDISTANTES	10
FIGURA 3-1: RED DE ALIMENTACIÓN FINAL: PRIMER NIVEL Y SEGUNDO NIVEL.	11
FIGURA 3-2: CARTA DE MODOS DE GUÍA DE ONDA CUADRADA UTILIZADA.....	12
FIGURA 3-3: DIVISOR T SIN DISCONTINUIDADES, POSICIÓN DE LOS PUERTOS.	12
FIGURA 3-4:DIVISOR T SIN DISCONTINUIDADES. ESTUDIO PARÁMETROS S EN AMBOS MODOS.	13
FIGURA 3-5: DIVISOR T. DISCONTINUIDADES Y SUS VARIABLES	13
FIGURA 3-6: DIVISOR T CON DISCONTINUIDADES. ESTUDIO PARÁMETROS S EN AMBOS MODOS....	13
FIGURA 3-7: DIVISOR T MÁS CODO FINAL, PARTE INFERIOR DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.	14
FIGURA 3-8: DIVISOR T + CODOS. ESTUDIO PARÁMETROS S EN AMBOS MODOS.	14
FIGURA 3-9: DIVISOR T + CODOS. FASE DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN EN AMBOS MODOS.	14
FIGURA 3-10: DIVISOR Y, PARTE SUPERIOR DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.	15
FIGURA 3-11: DIVISOR Y. ESTUDIO PARÁMETROS S EN AMBOS MODOS.....	15
FIGURA 3-12: DIVISOR Y. FASE PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN EN AMBOS MODOS.	15
FIGURA 3-13: RED DE ALIMENTACIÓN COMPLETA. POSICIÓN DE LOS PUERTOS.	16
FIGURA 3-14: RED COMPLETA. ESTUDIO DEL TAMAÑO DE LA GUÍA DE UNIÓN.	16
FIGURA 3-15: RED FINAL. ESTUDIO PARÁMETROS S EN AMBOS MODOS.....	16
FIGURA 3-16: DIVISOR 1:4 (RED COMPLETA). FASE PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN EN AMBOS MODOS.	17

FIGURA 3-17: DIVISOR 1:4 (RED COMPLETA). FASE PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN EN AMBOS MODOS.	17
FIGURA 3-18: RANURA PERPENDICULAR A LÍNEAS DE CORRIENTE.....	18
FIGURA 3-19: RANURA HORIZONTAL (A), VERTICAL (B), Y RANURAS POSICIONADAS EN CRUZ (C).18	
FIGURA 3-20: LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICO DE CADA MODO FUNDAMENTAL, GUÍA CUADRADA..	18
FIGURA 3-21: VARIABLES DE DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO.	18
FIGURA 3-22: RESULTADOS VARIACIÓN DE LA LONGITUD DE LA RANURA, PARÁMETRO S_{11}	19
FIGURA 3-23: RESULTADOS VARIACIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE LA RANURA, PARÁMETRO S_{11} . ..	19
FIGURA 3-24: RESULTADOS VARIACIÓN DE LA ANCHURA DE LA RANURA, PARÁMETRO S_{11}	20
FIGURA 3-25: RESULTADOS VARIABLE PROF_TAPA, PARÁMETRO S_{11}	20
FIGURA 3-26: A) PARÁMETRO DE REFLEXIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO B) PARÁMETRO DE REFLEXIÓN CRUZADO ENTRE MODOS DEL ELEMENTO UNITARIO	21
FIGURA 3-27: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO NORMALIZADO.	21
FIGURA 3-28: ARRAY 4 ELEMENTOS CON RANURAS EN CRUZ.	22
FIGURA 3-29: REFLEXIÓN PASIVA DE CADA ELEMENTO DEL ARRAY.	22
FIGURA 3-30: ACOPLO MUTUO ENTRE ELEMENTOS PARA CADA UNO DE LOS ELEMENTOS.	23
FIGURA 3-31: PARÁMETRO DE REFLEXIÓN ACTIVA DE CADA ELEMENTO DEL ARRAY.	24
FIGURA 3-32: PARÁMETRO DE REFLEXIÓN ACTIVA DE CADA ELEMENTO DEL ARRAY.	24
FIGURA 3-33: PARÁMETRO DE REFLEXIÓN ACTIVA DE CADA ELEMENTO DEL ARRAY.	25
FIGURA 3-34: PARÁMETRO S_{11} ACTIVO EN CADA PUERTO, ESTUDIO SEPARACIONES ENTRE ELEMENTOS.....	25
FIGURA 3-35: PARÁMETRO DE REFLEXIÓN ACTIVA, ARRAY FINAL.....	26
FIGURA 3-36: ORIENTACIÓN DE ARRAY EN COORDENADAS ESFÉRICAS Y CARTESIANAS.....	27
FIGURA 3-37: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY MODO TE_{10} , COMPONENTE COPOLAR	27
FIGURA 3-38: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY MODO TE_{01} , COMPONENTE COPOLAR.....	28
FIGURA 4-1: RED FINAL. BLOQUE PEC.	29
FIGURA 4-2: RED FINAL + ARRAY. BLOQUE REDUCIDO.....	29
FIGURA 4-3: RED COMPLETA + ARRAY.	29

FIGURA 4-4: RED COMPLETA + ARRAY. ESTUDIO DEL TAMAÑO DE LA GUÍA DE UNIÓN.....	29
FIGURA 4-5: ANTENA FINAL. PARÁMETRO DE REFLEXIÓN A LA ENTRADA Y ACOPLO ENTRE MODOS.	30
FIGURA 4-6: RED FINAL. ANÁLISIS MODOS SUPERIORES.....	30
FIGURA 4-7: ORIENTACIÓN DE RED COMPLETA + ARRAY EN COORDENADAS CARTESIANAS Y ESFÉRICAS.....	30
FIGURA 4-8: DIAGRAMA DE RADIACIÓN RED + ARRAY. MODO TE_{10} , COMPONENTE COPOLAR.	31
FIGURA 4-9: DIAGRAMA DE RADIACIÓN RED + ARRAY. MODO TE_{01} , COMPONENTE COPOLAR	32
FIGURA 4-10: DIAGRAMA DE RADIACIÓN RED + ARRAY (COMPONENTES CONTRAPOLARES).	32
FIGURA 5-1: DIVISIÓN PARA CONSTRUCCIÓN.	33
FIGURA 5-2: ARRAY LISTO PARA FABRICACIÓN. TALADROS.	33
FIGURA 5-3: RED LISTA PARA FABRICACIÓN. TALADROS.	34
FIGURA 5-4: TRANSICIÓN DE GUÍA CUADRADA DE 10.6 MM A GUÍA RECTANGULAR WR-51	34
FIGURA 5-5: ARRAY CONSTRUIDO.	35
FIGURA 5-6: RED CONSTRUIDA.	35
FIGURA 5-7: ANTENA FINAL. COLOCACIÓN DE TORNILLOS.	35
FIGURA 5-8: MEDICIÓN ANALIZADOR DE RED.	35
FIGURA 5-9: PARÁMETRO S_{11} : ANTENA FINAL SIMULADA VS MEDIDA	35
FIGURA 5-10: COMPARACIÓN DIAGRAMA DE RADIACIÓN: ANTENA SIMULADA VS MEDIDA.	36
FIGURA 5-11: COMPARACIÓN DIAGRAMA DE RADIACIÓN: DIFERENTES FRECUENCIAS.	36
FIGURA 5-12: ANTENA FINAL: DIRECTIVIDAD, GANANCIA Y EFICIENCIAS	37

INDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: PARÁMETROS S DE UNA RED DE DOS TERMINALES.....	9
TABLA 3-1: VALORES FINALES DE LAS VARIABLES DE DISEÑO DEL ARRAY.	13
TABLA 3-2: VALORES FINALES DE LAS VARIABLES DE DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO.	20
TABLA 3-3: DIRECTIVIDAD, GANANCIA Y EFICIENCIA DE RADIACIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO...	21
TABLA 3-4: VALORES FINALES DE LAS VARIABLES DE DISEÑO DEL ARRAY.	26
TABLA 4-1: PARÁMETROS DE RADIACIÓN DE LA RED + ARRAY (MODO TE_{10} , PLANO $\Phi = 0^\circ$).....	31
TABLA 4-2: PARÁMETROS DE RADIACIÓN DE LA RED + ARRAY (MODO TE_{01} , PLANO $\Phi = 0^\circ$).....	32
TABLA 5-1: GANANCIA FINAL. ANÁLISIS DIFERENTES TAMAÑOS DE LOS MÁRGENES DEL ARRAY.	33

1 Introducción

En este documento se presenta, en detalle, la descripción del Trabajo de Fin de Grado titulado “*Diseño de agrupación de antenas para polarización dual con excitación mediante red corporativa en tecnología de guía de onda cuadrada*”, llevado a cabo por Rodrigo García Froilán. Tanto el diseño de éste, como las medidas se ha llevado a cabo dentro de las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid. Salvo la fabricación de cada una de las partes que forman la antena final, que se han llevado a cabo en un taller externo.

1.1 Motivación

En la actualidad, cada vez se buscan requerimientos mayores dentro del ámbito de las telecomunicaciones, es por ello, por lo que es necesario diseñar sistemas de radiación, antenas, cada vez con mejores especificaciones. Una solución es implementar agrupamientos de antenas, capaz de conseguir radiaciones más directivas y con una ganancia mucho mayor, que utilizando únicamente un elemento unitario de radiación.

Además, hoy en día cada vez es más necesario innovar en la tecnología de antenas. Por ello, el grupo RFCAS, ha empezado un proyecto de investigación que consiste en antenas con polarización dual con guía de onda cuadrada. Es decir, antenas que son capaces de transmitir dos señales ortogonales, excitando los dos modos fundamentales degenerados de la guía cuadrada (TE_{10} y TE_{01}).

Continuando un trabajo anterior de Francisco Criado López, donde se ha diseñado una red de alimentación para un array de cuatro elementos en la tecnología de guía de onda cuadrada, se pretende en este TFG diseñar un array capaz de radiar con polarización dual utilizando esta red como ley de alimentación.

1.2 Objetivos

El presente TFG tiene el objetivo claro de diseñar un array de cuatro elementos para polarización dual y su alimentación mediante una red en tecnología de guía de onda cuadrada. Pero se va a desglosar este objetivo en los siguientes puntos.

1. Mejorar el ancho de banda de la red de alimentación diseñada en el TFG de Francisco Criado López, pero manteniendo la transmisión de los dos modos degenerados por igual, el TE_{10} y el TE_{01}
2. Diseñar un elemento unitario que radie con polarización vertical y horizontal. Además de estar adaptado en la banda de trabajo, de 16 GHz a 18 GHz.
3. Diseñar un array, agrupando el elemento unitario para amplificar sus características como la ganancia. Manteniendo que la antena debe ser capaz de generar una radiación con dos polarizaciones ortogonales e independientes.
4. Alimentar el array diseñado con la red de alimentación mejorada simular para observar si su comportamiento es el esperado.
5. Construir la antena final, compararla con la simulación y verificar su correcto funcionamiento con valores como el de la eficiencia.

1.3 **Organización de la memoria**

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1: Introducción.**
Se introduce el TFG explicando la motivación para realizarlo y se marca los objetivos a seguir durante éste.
- **Capítulo 2: Estado del arte.**
En este capítulo se va a hacer una breve explicación sobre los fundamentos necesarios para la realización y la comprensión de este trabajo de fin de grado. Empezando con los principales conceptos de medios de transmisión, centrándonos en la teoría de guías de ondas, y finalizando con la explicación de los elementos de radiación para entender el funcionamiento del array de antenas. Este apartado ha sido confeccionado basándose en las referencias [1], [2], [2]
- **Capítulo 3: Diseño.**
En esta sección se explica los procesos de diseño y simulación de las tres partes en las que se divide el presente trabajo de fin de grado: la red de alimentación, el elemento unitario y el array.
- **Capítulo 4: Desarrollo.**
En esta sección se va a llevar a cabo el desarrollo de la unión del array de ranuras en cruz con la red de alimentación diseñados en los capítulos anteriores.
- **Capítulo 5: Integración, pruebas y resultados.**
En este capítulo se va a explicar el proceso de construcción. Además, se hará un análisis de los resultados obtenidos comparándolos con los resultados de las simulaciones
- **Capítulo 6: Conclusiones y trabajo futuro.**
En este capítulo, se va a hacer un recorrido por las etapas del desarrollo del Trabajo de Fin de Grado, comentando las dificultades y los resultados obtenidos. Y se comentaran posibles líneas de trabajos futuros a partir de la finalización del presente TFG.

2 Estado del arte

2.1 Introducción

En el presente apartado se va a hacer una breve explicación sobre los fundamentos necesarios para la realización y la comprensión de este trabajo de fin de grado. Empezando con los principales conceptos de medios de transmisión, centrándonos en la teoría de guías de ondas, y finalizando con la explicación de los elementos de radiación para entender el funcionamiento del array de antenas.

2.2 Conceptos de medios de transmisión

Existen dos tipos de medios de transmisión, medios inalámbricos o Wireless y medios guiados por soporte físico.

Este trabajo utiliza la tecnología de guía de onda, la cual pertenece al grupo de los medios de transmisión guiados por soporte físico, debido a esto, se va a hablar únicamente de este grupo.

Un medio guiado por soporte físico está formado por una serie de conductores y dieléctricos que tienen una translación simétrica, la clasificación de los medios se lleva a cabo por su sección transversal (geometría y materiales dieléctricos utilizados). Una vez dada una estructura física hay que hablar de los modos de propagación, empleados para hacer viajar las ondas electromagnéticas.

2.2.1 Guías de onda.

Aunque hay diferentes tipos de medios guiados, por ejemplo, coaxial, fibra óptica, microstrip, etc. se va a hacer hincapié en la guía de onda, concretamente la guía de onda cuadrada (ver Figura 2-1), ya que es la empleada en el presente trabajo.

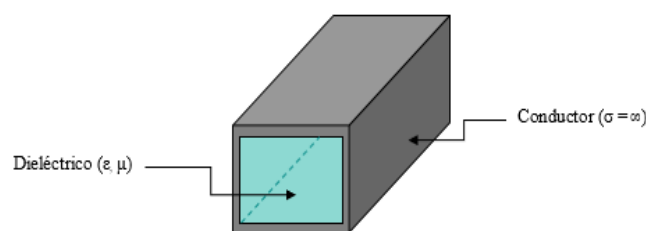


Figura 2-1: Guía de onda cuadrada.

La razón por la que se ha elegido una guía de onda para transmitir la señal es que se va a trabajar en el rango de las microondas, y éstas son perfectas para que los sistemas de telecomunicación sean capaces de llevar la información del emisor al receptor con bajas pérdidas; prácticamente no disipan energía cuando la señal viaja a altas frecuencias.

2.2.2 Modos de propagación

Asumiendo un medio sin fuentes, isotrópico, homogéneo, que puede tener dispersión temporal y en circunstancias de campo libre se puede escribir las ecuaciones de Maxwell, en forma fasorial, de la siguiente manera:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon \vec{E} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.4)$$

En estas ecuaciones ε corresponde con la constante dieléctrica absoluta, $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$ (siendo ε_0 y ε_r las constantes dieléctricas del vacío y relativa del medio respectivamente); μ corresponde con la permeabilidad magnética absoluta, $\mu = \mu_0\mu_r$ (siendo μ_0 y μ_r las permeabilidades magnéticas en el vacío y relativa al medio respectivamente); ω es la frecuencia angular de la señal.

Si se resuelve el sistema de las dos ecuaciones anteriores (2.1 y 2.2), teniendo como incógnitas los campos, eléctrico \vec{E} y magnético \vec{H} , obtenemos como resultado lo que se conoce como ecuación de Helmholtz o ecuación de ondas:

$$\Delta \vec{E} - \gamma_0^2 \vec{E} = 0 \quad (2.5)$$

$$\Delta \vec{H} - \gamma_0^2 \vec{H} = 0 \quad (2.6)$$

Siendo $\gamma_0^2 = -\omega^2\mu\varepsilon$.

Las soluciones de las ecuaciones 2.5 y 2.6 tienen como resultado infinitas soluciones para los campos \vec{E} y \vec{H} , las que se denominan **modos de propagación**.

Antes de clasificar los modos de propagación es necesario conocer los conceptos de las componentes transversales, aquellas componentes del campo ortogonales a la dirección de propagación, y la componente longitudinal, la componente del campo paralela a la dirección de propagación. Por ejemplo, si tenemos una guía de onda orientada según z las componentes transversales serán E_x, E_y, H_x, H_y , y las longitudinales son E_z, H_z .

Los modos de propagación se clasifican en función de que componentes del campo se anulan:

- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** Modos tales que las componentes longitudinales de los campos ya sean eléctricas o magnéticas, se anulan ($E_z = 0, H_z = 0$). Estos modos se dan cuando los medios de transmisión contienen dos o más conductores (líneas microstrip, líneas bifilares, etc.)
- **Modos Transversales Eléctricos (TE):** modos tales que la componente que se anula es la longitudinal eléctrica ($E_z = 0, H_z \neq 0$)
- **Modos Transversales Magnéticos (TM):** modos tales que la componente que se anula es la longitudinal magnética ($E_z \neq 0, H_z = 0$)
- **Modos Híbridos:** por último, los modos híbridos son los modos tales que no se anula ninguna componente longitudinal de los campos ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$). Estos modos aparecen cuando el medio de transmisión posee distintos dieléctricos, que provocan que no se cumplan las condiciones de contorno de la ecuación de Helmholtz. Un ejemplo de medio que excita modos híbridos es la fibra óptica.

Volviendo al medio de transmisión empleado en este trabajo, la guía de onda, debido a que está formada por un conductor cerrado, y que únicamente poseen un dieléctrico, en este caso, el aire, se puede decir que solo actúan modos TE y TM.

Si se resuelve la ecuación de ondas, teóricamente, se darían todos los modos, pero dependiendo de las dimensiones de diseño de la guía, habrá unos modos muy atenuados y solo se podrán transmitir uno o varios de ellos. Es aquí cuando entra el concepto de **frecuencia de corte (f_c)**. Si la frecuencia de operación de la señal f_0 es menor que la frecuencia de corte ($f_0 < f_c$), el modo de propagación no se propaga debido a la constante de atenuación. A este modo se le conoce como modo evanescente.

Aquel modo de menor frecuencia de corte recibe el nombre de **modo fundamental** y a los posteriores se les conoce como modos superiores. La frecuencia de corte del modo fundamental y la del primer modo superior delimitan en **ancho de banda monomodo (BW_{monomodo})**. Los modos que se excitan vienen dados por la estructura de la guía y el rango de frecuencias.

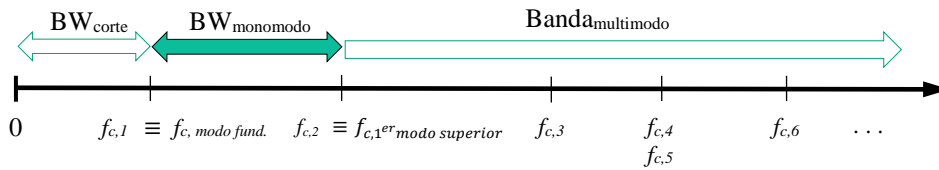


Figura 2-2: Frecuencias de corte de los modos de un medio de transmisión.

2.2.3 Tipos de guía de onda

Como ya se ha comentado anteriormente, las guías de onda se pueden clasificar según su corte transversal. En esta sección se va a explicar las principales características de los tipos de guías de onda más comunes.

2.2.3.1 Guía de onda rectangular

Se le denomina guía rectangular a aquella que tienen un corte transversal en forma de rectángulo. Por convenio se llama a al lado mayor y b al menor.

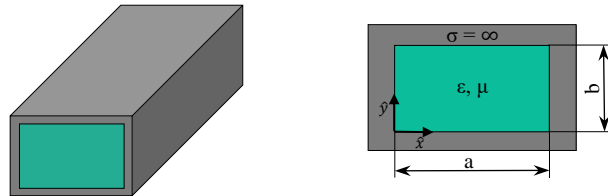


Figura 2-3: Guía de onda rectangular

Los modos que pueden excitar este tipo de guía son infinitos modos TE e infinitos modos TM, pero no puede aparecer ningún modo TEM.

El cálculo de las frecuencias de corte viene dado por:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.7)$$

Donde:

- a y b son las dimensiones de la guía (ver Figura 2-3).
- m y n son los subíndices de los modos ($TE_{m,n} : (m,n) \neq (0,0)$; $TM_{m,n} : m,n > 0$)
- c es la velocidad de la luz relativa al dieléctrico de la guía. $c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío ($c_0 \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}^2$)

Como a es mayor que b , de la fórmula 2.7 se puede observar que la frecuencia de corte más pequeña posible es cuando $m = 1$ y $n = 0$, por lo tanto, el modo fundamental de la guía rectangular será el TE_{10} .

La longitud de onda en el interior de la guía se calcula gracias a la frecuencia de corte con la fórmula 2.8

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.8)$$

Donde:

- $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}; \lambda_0 = \frac{c_0}{f_0}$

2.2.3.2 Guía de onda cuadrada

Este tipo de guía de onda es una particularización de la guía rectangular, cuando sus lados a y b son del mismo tamaño, es decir tiene un corte transversal cuadrado. Por esta razón, sigue cumpliendo las mismas ecuaciones, ya que cumple las mismas ecuaciones de contorno.

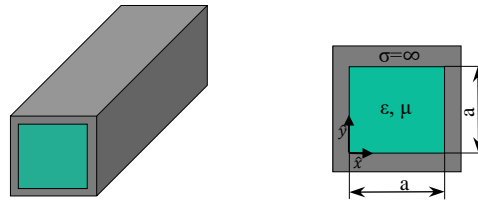


Figura 2-4: Guía de onda cuadrada.

Como $b = a$, entonces la fórmula de la frecuencia de corte (2.7) quedaría de esta manera:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2} = \frac{c}{2a} \sqrt{m^2 + n^2} \quad (2.9)$$

En este caso como las dimensiones de la guía son iguales, se puede apreciar que hay dos modos, el TE_{10} ($m=1, n=0$) y el TE_{01} ($m=0, n=1$), que poseen la frecuencia de corte más pequeña. La guía de onda cuadrada posee dos modos fundamentales degenerados, es decir, que tienen la misma frecuencia de corte. Esto es la característica principal por la que en este trabajo se ha elegido esta tecnología, gracias a que se exciten dos modos degenerados y ortogonales es posible transmitir dos señales. En capítulos posteriores se explicará con más detalle.

2.3 Conceptos básicos de antenas.

En este capítulo se va a hacer una breve explicación de distintos conceptos relacionados con los dispositivos de radiación, necesarios para poder entender el funcionamiento de este trabajo de fin de grado.

2.3.1 Concepto de antena.

Según el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, conocido por las siglas IEEE (Institute of Electric and Electronic Engineers), una antena queda definida como cualquier dispositivo, típicamente metálico, capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, y que además es capaz de adaptar la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio.

Las antenas se pueden clasificar según la relación entre sus dimensiones físicas (d) y la longitud de onda ($\lambda = \frac{2\pi}{f}$) de la señal que emiten y/o reciben:

- Antenas elementales, $d \ll \lambda$
- Antenas resonantes, $d \approx \frac{\lambda}{2}$
- Antenas directivas, $d \gg \lambda$

Además, las antenas para el correcto funcionamiento deben ser eficientes, tener unas características idóneas para poder transmitir y recibir la información en cada situación deseada, y estar bien adaptadas a la línea de transmisión

2.3.2 Parámetros básicos de una antena

En este apartado se va a explicar brevemente aquellos parámetros de una antena más importantes para este TFG.

2.3.2.1 Adaptación

Toda antena (con impedancia $Z_a = R_a + jX_a$) está conectada a una línea de transmisión (con impedancia característica Z_0) al receptor y/o transmisor, indiferentemente de la configuración de ésta (ver Figura 2-5).

En la entrada de la línea de transmisión (Figura 2-5), entre el generador y la línea, se puede definir el coeficiente de reflexión, ρ_{in} (en algunos textos este parámetro es denotado con la letra Γ), como la relación de la onda de potencia reflejada por la línea de transmisión y la onda de potencia incidente (2.10). Este concepto se puede extrapolar a la entrada de la antena (2.11)

$$\rho_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.10)$$

$$\rho_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.11)$$

Por otro lado, también se puede definir el coeficiente de adaptación a la entrada de la antena y a la entrada del conjunto antena más línea de transmisión (mirar Figura 2-5):

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_c^*}{Z_a + Z_c} \quad \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g^*}{Z_{in} + Z_g} \quad (2.12)$$

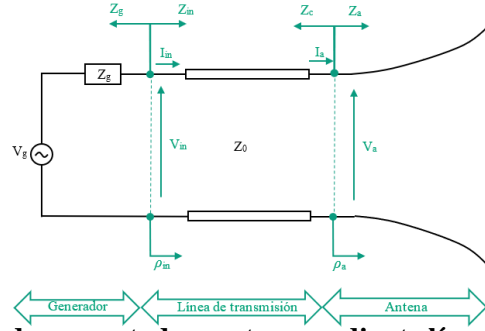


Figura 2-5: Generador conectado a antena mediante línea de transmisión.

2.3.2.2 Parámetros de dispersión (parámetros S)

Los circuitos lineales se pueden caracterizar con diferentes tipos de parámetros matriciales, un ejemplo de ello son las matrices de parámetro Z, Y, H o ABCD, pero todos estos tienen un problema, a altas frecuencias es difícil precisar las magnitudes de tensión y de corriente a los que están referidos.

Es entonces cuando es necesario utilizar unos parámetros referidos a magnitudes más útiles en el rango de radiofrecuencia y microondas. Estos parámetros se denotan como parámetros S. Éstos relacionan los niveles de potencia que se perciben en los terminales del circuito según las ondas de potencia incidente a_i y reflejada b_i . Como se puede ver en la Figura 2-6 las ondas de potencia incidente se definen en dirección entrante a los puertos de la red y los de potencia reflejada, al contrario.

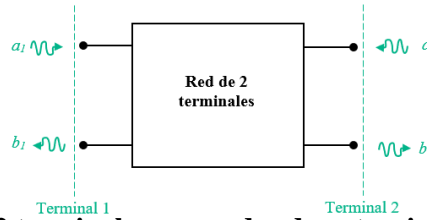


Figura 2-6: Red de 2 terminales con ondas de potencia incidentes y reflejadas.

Gracias a esto, es posible caracterizar circuitos de alta frecuencia de una manera más sencilla, un ejemplo de esto son las antenas. Se puede caracterizar una antena como una red de dos terminales, el primero sería la entrada física de la antena, y el segundo terminal sería justo la salida de ésta, el puerto físico por donde la antena radia.

Se va a proceder a explicar el procedimiento para obtener la matriz de parámetros S de una red de dos terminales, pero es posible extrapolarlo a redes con un número mayor.

En una red de dos puertos hay cuatro parámetros S, la matriz viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Los parámetros S de cualquier circuito siempre van referenciados por una impedancia de referencia Z_{ref}

Al expandir las matrices en ecuaciones obtendríamos las siguientes dos ecuaciones:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Para calcular cada parámetro S_{ji} hay que cargar cada terminal del circuito con una impedancia del mismo valor que la de referencia, menos el terminal i -ésimo, el cual hay que conectarle a un generador que produzca una onda incidente a_i . De esta manera todas las demás ondas incidentes quedarán anuladas. Si despejamos esto en la expresión (2.14) obtenemos cada parámetro S .

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0}, \forall k \neq i \quad (2.15)$$

En la siguiente tabla se explica los parámetros S de una red de 2 terminales:

Parámetro S	Nombre	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 1 y la incidente generada en el terminal 1	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 1 y la incidente generada en el terminal 2	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 2 y la incidente generada en el terminal 1	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 2 y la incidente generada en el terminal 2	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$

Tabla 2-1: Parámetros S de una red de dos terminales.

2.3.3 Tipos de antenas

Aunque en la actualidad nos podemos encontrar diversos tipos de antenas en función de las necesidades, tales como antenas lineales (monopolos, dipolos, etc.), antenas impresas (antenas de parche), antenas de apertura (bocina, reflector, ranuras etc.), en esta sección nos vamos a centrar en las antenas de tipo array, ya que es la estructura de elementos radiantes utilizada en el presente trabajo de fin de grado.

2.3.3.1 Antenas de Array

Las **antenas de array** son agrupaciones de elementos radiantes alimentados desde un terminal común mediante redes lineales con una distribución en el espacio que hace que se comporten como una única antena.

Su objetivo es aumentar la ganancia del elemento radiante que las compone, y además tener un diagrama de radiación más modificable para conseguir mejores direcciones de apuntamiento y minimizar direcciones interferentes

Todo array se define por los siguientes parámetros:

- Corrientes de alimentación de cada elemento del array: $I_n = |I_n| \cdot e^{j\alpha_n}$
- Vector de posición: $\vec{r}_n = x_n\hat{x} + y_n\hat{y} + z_n\hat{z}$
- Diagrama de radiación de cada elemento $\vec{E}_{n,0}(\theta, \varphi)$, pero como el diagrama es igual en todos los elementos $\vec{E}_{n,0}(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \forall n = 1, \dots, N$

Para el elemento n-ésimo del array el campo radiado:

$$\vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \frac{I_n}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n} = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) A_n e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n} \quad (2.17)$$

Donde $A_n = \frac{I_n}{I_0}$ y $\hat{r} = \sin \theta \cos \varphi \hat{x} + \sin \theta \sin \varphi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}$ (vector unitario de posición), I_0 es la corriente de entrada al array y finalmente A_n el coeficiente de alimentación complejo del elemento n-ésimo

Para el conjunto de todos los elementos del array el campo radiado es la suma del campo radiado por cada uno de los elementos de la agrupación:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \sum_{n=1}^N A_n e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n} = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \vec{F}_A(\theta, \varphi) \quad (2.18)$$

Siendo $\vec{F}_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n}$ el **Factor de Array**.

Existen distintos tipos de arrays dependiendo de la estructura (lineales, planos, conformadas, 3D). En esta sección nos vamos a centrar en los arrays lineales ya que es el tipo de configuración del array del presente trabajo.

Los **arrays lineales**, estructura utilizada en este trabajo, se caracterizan por que sus elementos están separados una distancia “d” sobre una línea. Si se toma como ejemplo para la explicación un array lineal de N elementos a lo largo del eje z (Figura 2-7) el factor de array sigue la expresión (2.21)

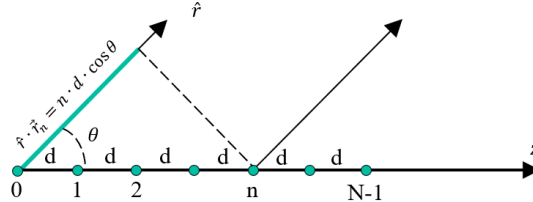


Figura 2-7: Array lineal de N elementos equidistantes

$$\vec{r}_n = n \cdot d \cdot \hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_n = n \cdot d \cdot \cos \theta \quad (2.18)$$

$$A_n = a_n e^{j\alpha_n} \quad (2.20)$$

$$\vec{F}_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n} = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(nk_0 \cos \theta + \alpha_n)} \quad (2.21)$$

Las leyes de excitación más comunes, aunque pueden variar en función de las propiedades que se le quiera otorgar al diagrama de radiación, del array son las siguientes:

- Fase progresiva: $A_n = a_n e^{j(n \cdot \alpha)}$
- Uniforme en Amplitud y en fase $= A_n = 1$
- Uniforme en amplitud y fase progresiva: $A_n = e^{j(n \cdot \alpha)}$
- Tipo Taper: amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

3 Diseño

En esta sección de la memoria se explica los procedimientos que se han tenido en cuenta en el proceso de diseño y simulación de las tres partes en las que se divide el presente trabajo de fin de grado. Primero se explicará cómo se ha confeccionado la **red de alimentación**, encargada de alimentar el elemento radiante de este TFG, **elemento unitario** empleado, seguido del proceso de agrupación de dicho elemento en una **antena de array**

3.1 Red de alimentación

En este capítulo se va a exponer el diseño de la red de alimentación. Se va a partir de la red diseñada en el Trabajo de Fin de Grado de Francisco Criado López [4] y de los conocimientos que aparecen en él. Se va a modificar buscando unos mejores resultados y además cambiar la distancia entre los terminales de salida de esta, ya que como veremos en el capítulo el 3.3, se ha aumentado la distancia entre los elementos del array para compensar los acoplos entre estos.

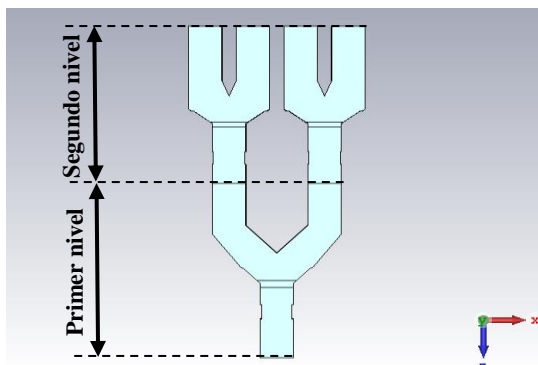


Figura 3-1: Red de alimentación final: Primer nivel y segundo nivel.

Se va a comenzar a diseñar la red desde el principio, pero con ayuda de lo conseguido en [4]. Se empezará comentando algunas cuestiones teóricas básicas, que servirán también para futuros capítulos. Seguido del diseño de la red de alimentación (Divisor 1:4). Este diseño se dividirá en dos partes, un primer nivel de división, en el que se integra un divisor en T, y por un segundo nivel de división formado por dos divisores en Y.

3.1.1 Cuestiones teóricas previas al diseño de la red de alimentación

Antes de comenzar a diseñar la red se comenzará explicando las especificaciones de la guía de onda, tecnología con la que se diseñará la red:

- La frecuencia de diseño de este TFG es de $f_0 = 17\text{GHz}$
- El dieléctrico dentro de la guía es el aire, es decir, $\epsilon_r = 1$.
- Las dimensiones de la guía son $a = b = 10.6\text{ mm}$
- La frecuencia de corte de los modos TE_{10} y TE_{01} es:

$$f_{c_{TE10}} = f_{c_{TE01}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} = \frac{c}{2a} \sqrt{m^2 + n^2} = 14.15\text{ GHz} \quad (3.1)$$

- Longitud de onda:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = 17.6\text{ mm} \quad (3.2)$$

- Longitud de onda en la guía:

$$\lambda_{g_{10}} = \lambda_{g_{01}} = \frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cmn}}{f_0}\right)^2}} = 31.77 \text{ mm} \quad (3.3)$$

Como se ha visto en el capítulo 2.2.3.2 la guía de onda cuadrada posee dos modos fundamentales, debido a que sus dos dimensiones son iguales ($a = b$), el modo TE_{10} y el modo TE_{01} . La banda de trabajo de la guía será de 16 GHz a 18 GHz que se sitúa entre la frecuencia de corte de los modos fundamentales y la siguiente frecuencia de corte (Figura 3-2). De esta manera los modos superiores quedaran muy atenuados.

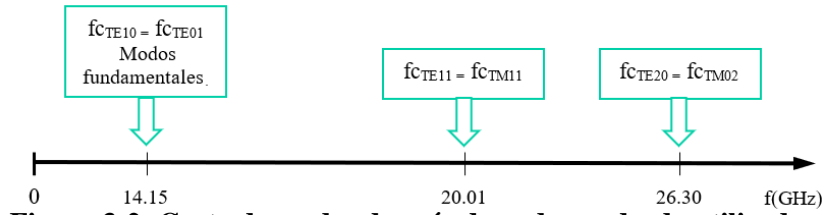


Figura 3-2: Carta de modos de guía de onda cuadrada utilizada.

Aunque la banda de trabajo está en situación de banda multimodo, gracias a que los dos modos que se excitan son ortogonales entre sí, se consigue una buena transmisión sin que se acoplen.

3.1.2 Primer nivel de la red de alimentación

En este apartado se va a comenzar diseñando un divisor en guía de onda cuadrada de manera que en cada una de las salidas se consiga que los dos modos repartan la potencia entrante a partes iguales. Además, los dos modos se comporten de manera similar y que no haya acoplos mutuos entre ellos.

El divisor tendrá el aspecto que se muestra en la Figura 3-3, con sus respectivos puertos. Como tiene forma de T, lo llamaremos **divisor T**.

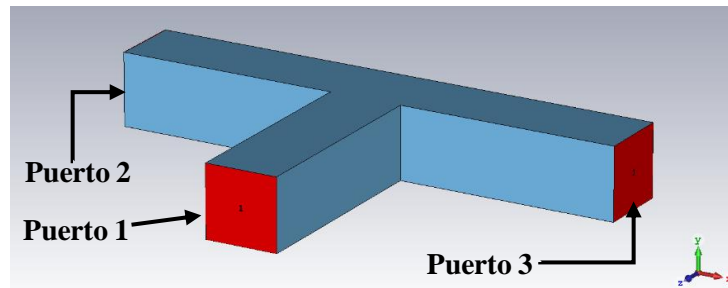
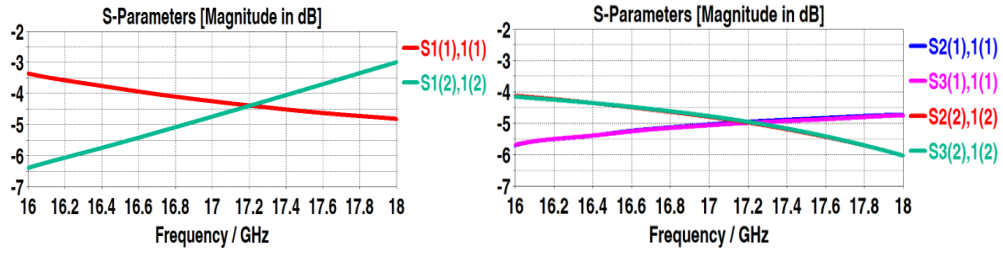


Figura 3-3: Divisor T sin discontinuidades, posición de los puertos.

El problema es que con este diseño no es posible conseguir una buena adaptación (Figura 3-4a), el parámetro de reflexión de ambos modos debería ser, para que no devuelva potencia entrante, de al menos inferior a -20 dB. Debido a esto el divisor no reparte equitativamente toda la potencia entrante por el puerto 1 a los puertos 2 y 3. Esto se puede ver en la Figura 3-4b, ya que los puertos reciben -5 dB de la potencia entrante y deberían de llegarles la mitad, es decir, -3 dB.



a) Parámetro de reflexión b) Parámetros de transmisión puertos 2 y 3
Figura 3-4: Divisor T sin discontinuidades. Estudio parámetros S en ambos modos.

Como solución en el TFG de Francisco Criado [4] se planteó una serie de discontinuidades (Figura 3-5) para conseguir que el divisor funcione correctamente.

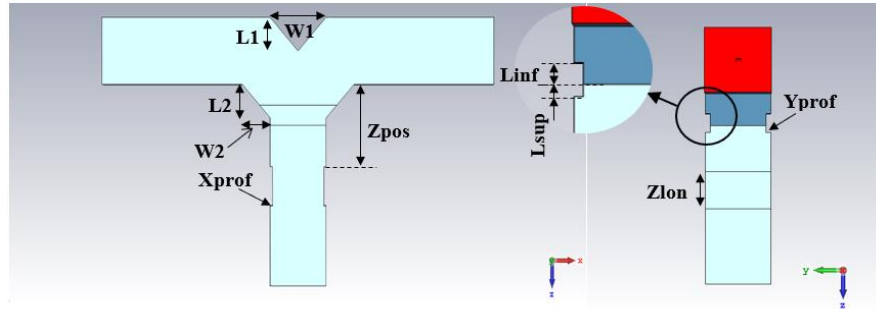


Figura 3-5: Divisor T. Discontinuidades y sus variables

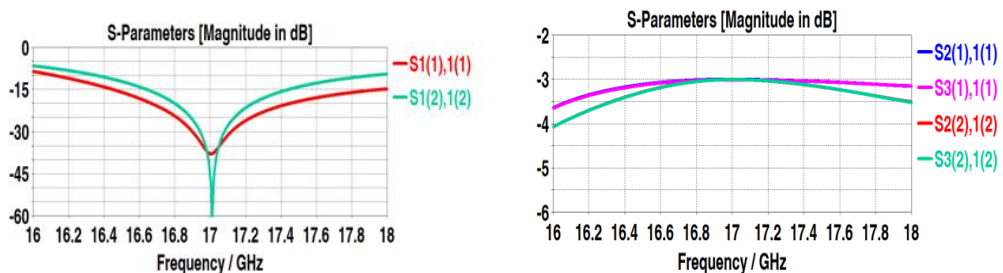
En este trabajo no va a aparecer ningún resultado de la variación de estas discontinuidades, solo se verán los resultados finales del divisor. Si se quiere tener más información sobre este proceso, en el TFG de Francisco Criado [4] aparece el estudio de los valores de las variables de las discontinuidades.

Después de probar distintos valores de las variables de las discontinuidades los mejores resultados se dan cuando estas toman los valores recogidos en la tabla 3-1:

Variable	L_1	W_1	L_2	W_2	Z_{pos}	Z_{long}	X_{prof}	L_{inf_z}	L_{sup_z}	Y_{prof}
Valor (mm)	5.30	10.60	5.30	5.30	13.00	6.20	0.43	1.125	2.00	0.80

Tabla 3-1: Valores finales de las variables de diseño del Array.

En la figura 3-6a se puede ver cómo, esta vez, sí se consigue una buena adaptación, sobre todo, en la frecuencia de trabajo (17 GHz). Aunque se aprecia también un ancho de banda a -10 dB de BW = 11% para el modo TE₁₀ y BW = 9.11% en el caso del modo TE₀₁. Gracias a esta adaptación se consigue transmitir a partes iguales en los puertos 2 y 3 toda la potencia entregada en el puerto 1. Esto se comprueba viendo que los parámetros de transmisión (Figura 3-6b) tienen un valor de -3 dB, es decir, la mitad de la potencia entrante.



a) Parámetro de reflexión b) Parámetros de transmisión puertos 2 y 3
Figura 3-6: Divisor T con discontinuidades. Estudio parámetros S en ambos modos.

El siguiente paso es añadirle a la T un codo en los puertos 2 y 3 para que posteriormente se les pueda conectar los divisores del segundo nivel de la red (Figura 3-7). Al añadir estos codos, se ha necesitado modificar las variables anteriores para compensarlos. Además, en este punto hay que pensar qué separación deben tener los dos puertos de salida, para posteriormente conseguir que, al conectarle la parte superior, tengan la misma distancia entre puertos que la distancia entre elementos del array al que alimentará .La separación entre el eje central de la T y el centro del puerto, como se puede ver en la Figura 3-7, debe ser de 15.14 mm.

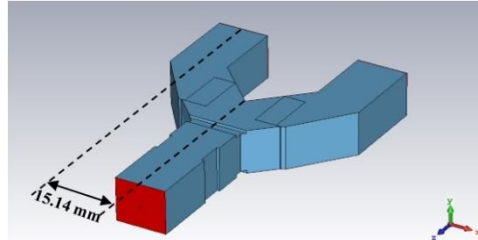
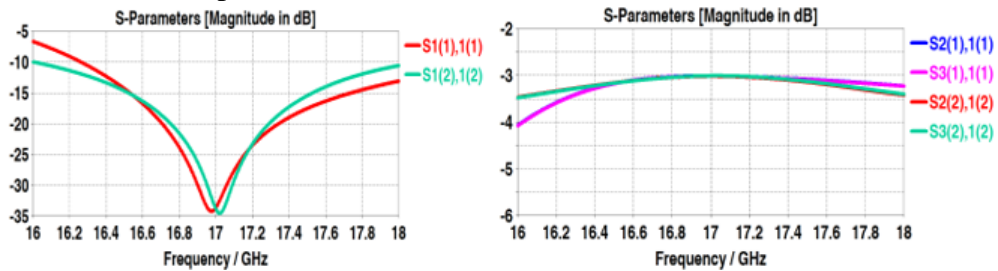


Figura 3-7: Divisor T más codo final, parte inferior de la red de alimentación.

Para que el diseño siga estando adaptado fue necesario dar un ángulo en la esquina exterior del codo y una cuña en la interior, y variar sus medidas hasta encontrar las adecuadas para conseguir los resultados de la figura 3-8. Además, fue necesario variar las dimensiones de las discontinuidades para afinar el resultado final.



a) Parámetro de reflexión b) Parámetros de transmisión puertos 2 y 3

Figura 3-8: Divisor T + codos. Estudio parámetros S en ambos modos.

En la Figura 3-8 se muestran los parámetros S de reflexión y de transmisión del primer nivel de la red. Como se puede observar cumple los requerimientos vistos anteriormente. Terminado la resonancia en 17 GHz y con un ancho de banda a -10 dB de, $BW_{-10dB} = 12.35\%$ y $BW_{-10dB} = 11.76\%$, para los modos TE_{10} y TE_{01} respectivamente.

Debido a estos resultados del parámetro de reflexión se consigue dividir toda la potencia entrante en partes iguales a los dos puertos de salida. Eso se aprecia en la Figura 3-8b, ya que los parámetros de transmisión tienen un valor de -3dB (la mitad en números naturales). Además, como se puede apreciar en la Figura 3-9, las fases de los parámetros de transmisión son iguales en cada modo. Requisito que debe tener el divisor.

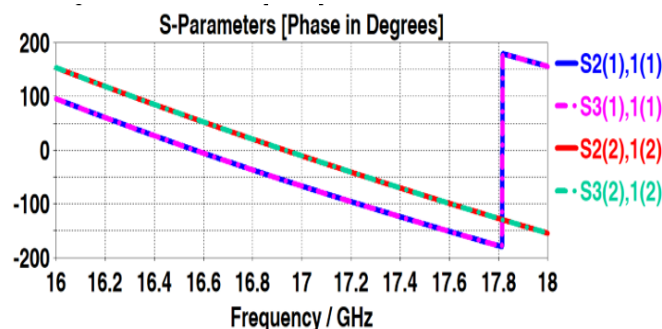


Figura 3-9: Divisor T + codos. Fase de los parámetros de transmisión en ambos modos.

3.1.3 Parte superior de la red de alimentación

Una vez diseñada el primer nivel de la red de alimentación, se va a proceder a diseñar el segundo, que consta de dos divisores en Y (Figura 2-10) con la distancia entre puertos de la red final, 15.14mm ($0.86\lambda_0$). Formando, entre todo, un divisor 1:4 con un puerto de entrada y cuatro puertos de salida.

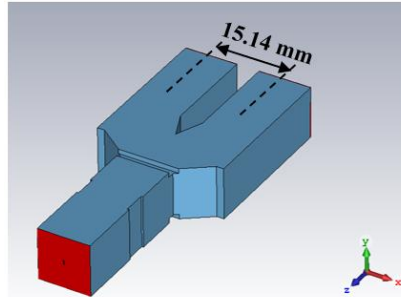


Figura 3-10: Divisor Y, parte superior de la red de alimentación.

Se va a partir del divisor en forma de T del capítulo 3.1.2 y se le va a añadir los codos con el mismo procedimiento visto en el mismo capítulo, formando el divisor Y. Los resultados de este divisor se muestran haciendo el respectivo estudio de sus parámetros S de reflexión y de transmisión de la Figura 3-11.

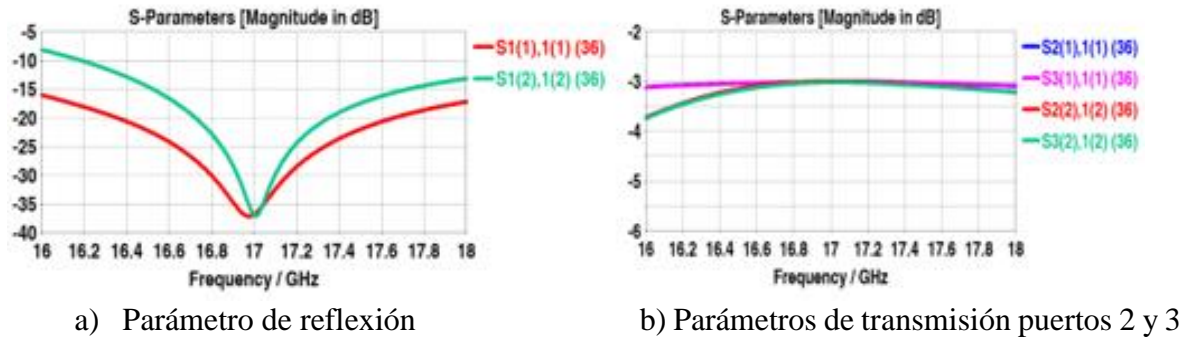


Figura 3-11: Divisor Y. Estudio parámetros S en ambos modos.

En el parámetro de reflexión del divisor Y (Figura 3-11a) se observa cómo se ha conseguido también una buena adaptación en la banda de trabajo. Se ha consiguiendo así que el modo TE_{10} esté en toda la banda por debajo de -15 dB, y el modo TE_{01} por debajo de -10 dB. Además, en ambos modos se consigue centrar la resonancia en 17 GHz.

También en este divisor se ha conseguido como en el divisor del primer nivel, que se entregue la mitad de la potencia entrante a cada uno de los dos puertos de salida (Figura 3-11b). Además, en la Figura 3-12 podemos observar como no existe desfase en los parámetros de transmisión de cada modo, lo cual confirma los requerimientos del divisor Y.

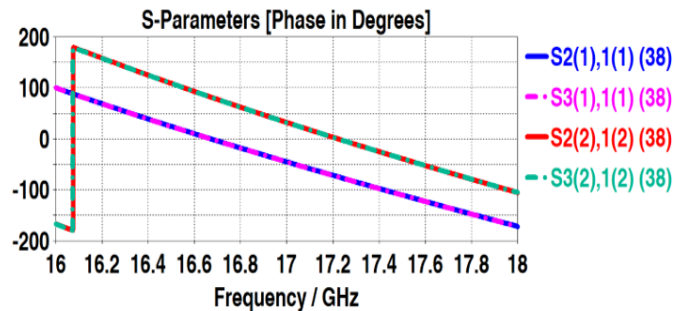


Figura 3-12: Divisor Y. Fase parámetros de transmisión en ambos modos.

3.1.4 Red de alimentación completa.

Una vez terminados el diseño de los dos niveles de la red de alimentación, hay que unirlos. En este apartado se va a efectuar la unión del divisor del primer nivel con los dos divisores Y del segundo nivel. Además, se comprobará su correcto funcionamiento.

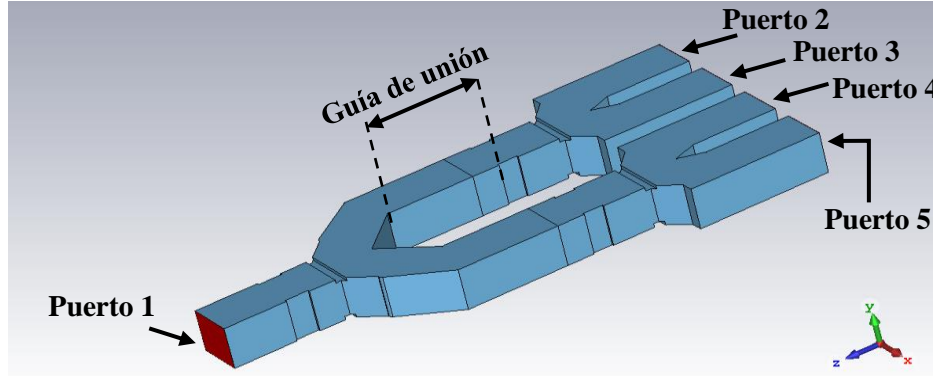


Figura 3-13: Red de alimentación completa. Posición de los puertos.

Una vez juntados los divisores (Figura 3-13), hay que hacer un estudio del tamaño de la guía que los une. En la Figura 3-14 se muestra, tanto en el modo TE_{10} como en el TE_{01} , la variación del tamaño de la guía que une la parte inferior y la superior de la red.

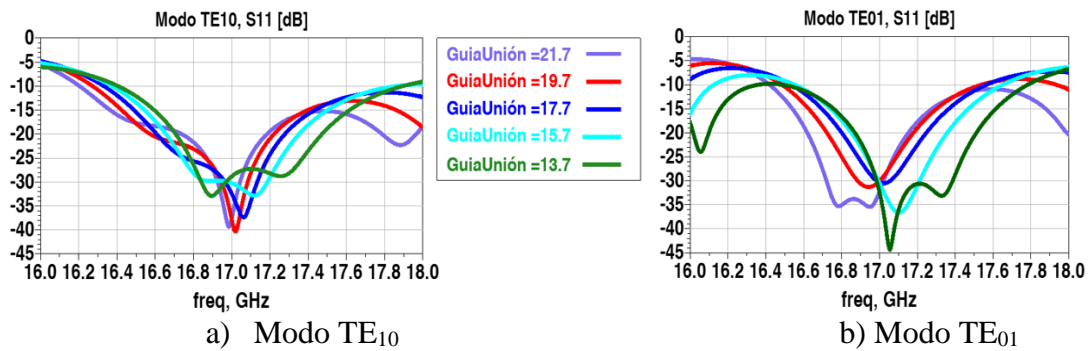


Figura 3-14: Red completa. Estudio del tamaño de la guía de unión.

Las primeras pruebas nos daban resultados muy distintos para un modo y el otro, entonces se decidió modificar las variables de las discontinuidades del divisor inferior para igualar ambos modos. Y después volver a hacer el estudio (Figura 3-14). De esta manera se llegó a un resultado más óptimo, el tamaño de la guía de unión elegido fue 13.7 mm (Figura 3-15)

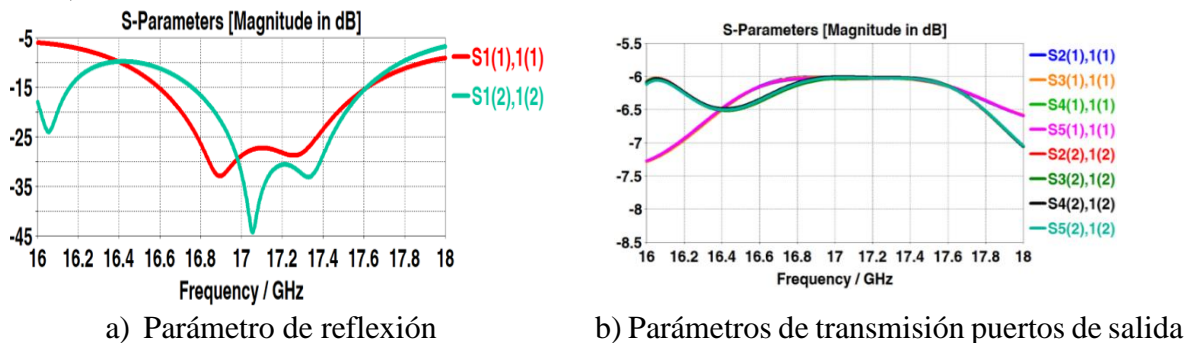


Figura 3-15: Red final. Estudio parámetros S en ambos modos

Observando la Figura 3-15a vemos como seguimos teniendo una resonancia centrada en 17 GHz y un ancho de banda aceptable en la banda de trabajo, de $BW_{-10dB} = 8.82\%$ y $BW_{-10dB} = 8\%$ para los modos TE_{10} y TE_{01} respectivamente.

Si nos fijamos en el parametro de transmision (Figura 3-15b) de cada puerto de salida, se observa que tiene un valor de -6dB en ambos modos, es decir, que se ha repartido toda la potencia de la entrada a partes iguales a cada puerto. Un 25 % a cada uno. Como se puede apreciar solo se consigue repartir una cuarta parte de la potencia entregada dentro del ancho de banda de cada modo, una vez que se sale de esta banda, el reparto de potencia baja de los -6 dB. Esto se debe a que fuera del ancho de banda no esta adaptado el sistema. También si nos fijamos en la Figura 3-16 se observa que efectivamente se siguen manteniendo el requisito de los terminales de cada modo tienen que estar en fase.

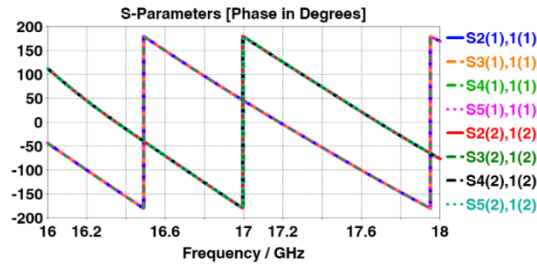


Figura 3-16: Divisor 1:4 (red completa). Fase parámetros de transmisión en ambos modos.

Antes de proceder al diseño del elemento radiante, se va a hacer una comparación de resultados de la red diseñada en el TFG de Francisco Criado [4] y la red diseñada en el presente TFG (Figura 3-17):

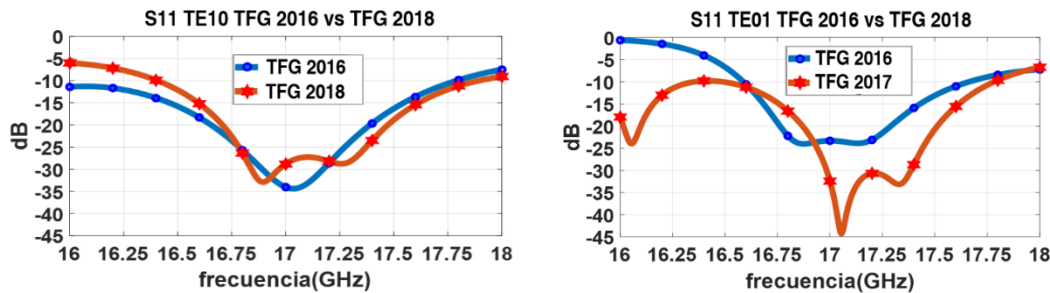


Figura 3-17: Divisor 1:4 (red completa). Fase parámetros de transmisión en ambos modos.

En el modo TE_{10} la mejora no se ha conseguido una mejora, las dos redes de alimentación se comportan más o menos igual. Si nos fijamos en el modo TE_{01} , en este caso, si se aprecia una mejora, se ha pasado de un $BW_{-10dB} = 6.35\%$ a un $BW_{-10dB} = 8\%$. Aunque en el caso del modo TE_{10} no se ha conseguido mejorar en adaptación, esta red se ha diseñado con una distancia entre puertos mayor. Esto hará, como se verá en futuros capítulos, que se compensen los acoplos entre elementos del array que se conectará.

3.2 Elemento unitario

El elemento unitario elegido será la **ranura**, que además de ser más sencillo su fabricación, es muy útil para la finalidad del TFG, la polarización dual (horizontal y vertical).

La ranura es un corte en un conductor metálico, por el cual la señal se escapa en forma de radiación. Para su diseño es importante que una de las dimensiones de la ranura sea suficientemente menor que la longitud de onda de la señal que se transmite, si no, no se conseguirá una resonancia.

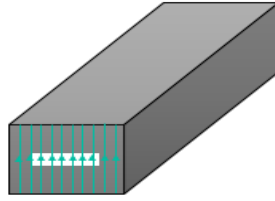


Figura 3-18: Ranura perpendicular a líneas de corriente.

Este corte impide el paso de corriente que circula por el conductor metálico, provocando entonces un acoplamiento de la señal. Éste será mayor cuanto más perpendicular a las líneas de corriente sea la dimensión mayor de la ranura (Figura 3-18).

Debido a esta finalidad, el elemento radiante dispondrá de dos ranuras posicionadas en cruz (Figura 3-19c), una que excitará la polarización horizontal y otra la vertical

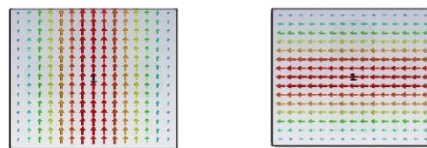


a) Horizontal b) Vertical c) Ranuras en cruz

Figura 3-19: Ranura horizontal (a), vertical (b), y ranuras posicionadas en cruz (c).

La red de alimentación, como se expone en secciones posteriores de esta memoria, está construida en guía de onda cuadrada. Este tipo de guía consigue excitar dos modos fundamentales el TE_{10} y el TE_{01} , estos modos disponen sus líneas de corriente en de forma perpendicular entre sí. Para el modo TE_{10} las líneas circulan verticalmente y para el modo TE_{01} horizontalmente, como se puede apreciar en la Figura 3-20 (esta figura representa las líneas de campo eléctrico, que en este caso coinciden con la dirección de las líneas de corriente como se aprecia en la Figura 3-18).

Como ya se ha explicado anteriormente la ranura transversal provocara un mayor acoplo para el modo TE_{10} , por lo tanto, será esta la encargada de radiar dicho modo. Por otro lado, la ranura longitudinal se encargará de radiar el modo TE_{01} , ya que provoca el mayor acoplo para este. Consiguiendo así una mejor radiación de cada modo.



a) TE_{10} b) TE_{01}

Figura 3-20: Líneas de campo eléctrico de cada modo fundamental, guía cuadrada.

Antes de empezar con el diseño del elemento unitario es necesario conocer las variables del diseño, estas se pueden observar en la Figura 3-21.

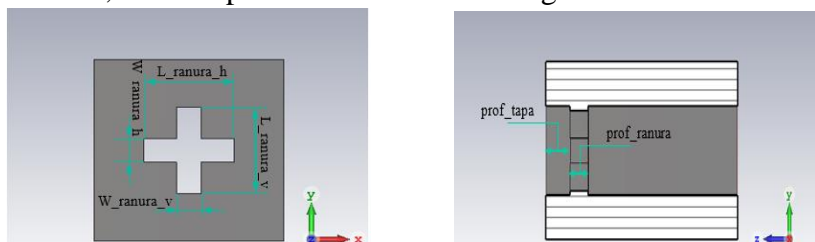


Figura 3-21: Variables de diseño del elemento unitario.

Se ha decidido diferenciar las longitudes y anchuras de cada ranura para anticiparse a la posible necesidad de corrección de acoplos al agrupar este elemento en el array final. Para este apartado, al solo estudiar un elemento y al comportarse los dos modos excitados por igual, ambas ranuras tendrán las mismas dimensiones.

3.2.1 Parámetros S del elemento unitario

Para poder hacer un estudio de los parámetros S hay que unir la ranura en cruz con un puerto mediante una guía cuadrada de lado 10.6 mm (dimensiones de la guía cuadrada usada para construir la red que posteriormente alimentará el presente elemento unitario)

Con esta construcción podemos conseguir información con el parámetro S_{11} de cada uno de los modos. En las simulaciones el modo TE_{10} será el modo 1 y el TE_{01} el modo 2. El objetivo es conseguir el ancho de banda mayor posible (analizando un rango de frecuencias desde 16 hasta 18 GHz, banda de trabajo), sabiendo que la frecuencia de diseño es $f_c = 17$ GHz. Normalmente una buena forma de maximizar este objetivo es conseguir una resonancia en dicha frecuencia de diseño. El ancho de banda seguirá un criterio de $S_{11} < -10$ dB.

Primero de todo se ha dado diferentes valores a las longitudes de la ranura cercanos a 10.6 mm, concretamente valores entre 9 y 10 mm (Figura 3-22).

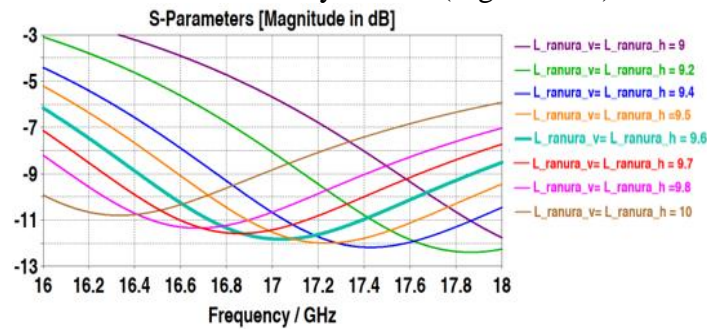


Figura 3-22: Resultados variación de la longitud de la ranura, parámetro S_{11} .

En la Figura 3-22 el resultado más favorable, corresponde con la línea con el valor de $L_{ranura_h} = L_{ranura_v} = 9.6$ mm (es posible que en posteriores estudios sea necesario modificar este valor). Solo se ha mostrado la gráfica del modo 1, ya que el modo 2 es completamente igual.

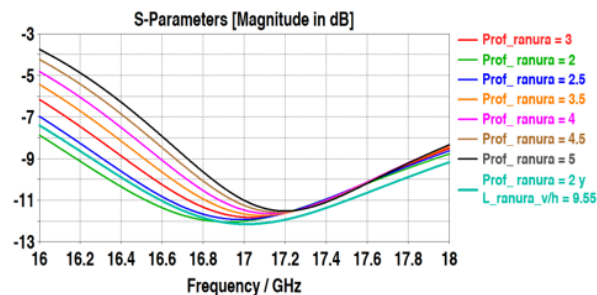


Figura 3-23: Resultados variación de la profundidad de la ranura, parámetro S_{11} .

El siguiente paso fue conseguir un valor de la profundidad de la ranura que mejorara la resonancia, se probaron valores entre el 2 y 5 mm (Figura 3-23). Se comprobó que el mejor resultado era cuando **prof_ranura = 2 mm** (se tuvo que modificar el valor de L_{ranura_h} y L_{ranura_v} a 9.55 mm).

Finalmente es necesario encontrar un valor de la anchura de las ranuras que mejore el parámetro de reflexión. Variando la dimensión de esta variable entre 2 y 5 mm (Figura 3-24), se apreció que el mejor resultado fue con $W_{\text{ranura}_h} = W_{\text{ranura}_v} = 3\text{mm}$.

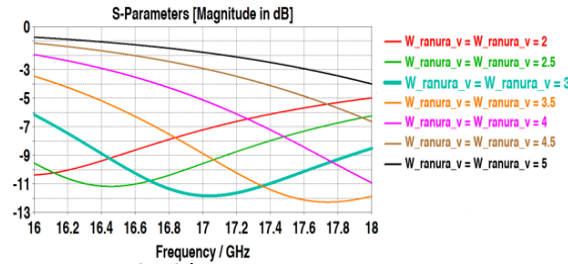


Figura 3-24: Resultados variación de la anchura de la ranura, parámetro S_{11} .

Después de hacer pruebas modificando todas las variables de diseño, y con la ayuda de otros trabajos con ranuras anteriores del grupo de trabajo RFCAS se decidió, debido a que ninguna solución produce un buen resultado del parámetro de reflexión (la parte más resonante no baja de -12 dB) dar una variable de diseño más, **prof_tapa**, pudiendo mover las ranuras hacia dentro de la guía como se aprecia en la Figura 3-21.

Una vez añadido la nueva variable de diseño, se hace un estudio para ver como varía el parámetro S_{11} al modificar prof_tapa, y se aprecia que a medida que se aumenta el tamaño de éste, aumenta la resonancia, pero cuando sobrepasas los 4.25 mm se vuelve a hacer menos resonante (Figura 3-25).

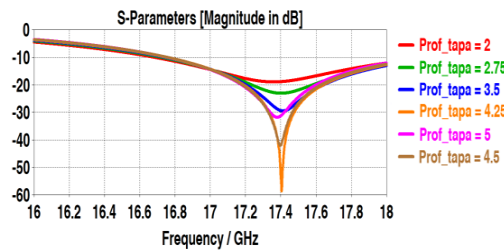


Figura 3-25: Resultados variable prof_tapa, parámetro S_{11} .

Con el valor de las demás variables obtenido anteriormente esta resonancia se produce a 17.4 GHz. El siguiente proceso es conseguir moverla a 17 GHz consiguiendo el mayor ancho de banda a -10dB.

En la Figura 3-26a se puede observar el mejor resultado obtenido. El valor final de las diferentes variables de diseño del elemento unitario, que posteriormente se utilizará para la formación del array son:

Variable	L_{ranura_h}	W_{ranura_h}	L_{ranura_v}	W_{ranura_v}	prof_ranura	prof_tapa
valor	10.39 mm	3.30 mm	10.39 mm	3.30 mm	3 mm	4 mm

Tabla 3-2: Valores finales de las variables de diseño del elemento unitario.

La simulación final muestra claramente una resonancia en 17 GHz en el parámetro de reflexión de ambos modos (aunque solo se muestra para el modo TE_{10} , el S_{11} se comporta igual para ambos modos por la simetría que posee el elemento unitario). Esto significa que a esta frecuencia el elemento unitario está adaptado (transmite prácticamente toda la potencia). Además, se ha conseguido un ancho de banda a -10 dB de $BW_{-10\text{dB}} = 9.88\%$. Otro factor que afirma el correcto funcionamiento de las ranuras en cruz es que el parámetro S_{11} cruzado de ambos modos, es decir, la potencia que llega al modo 1 del modo 2 y viceversa, es prácticamente nula, -175dB aproximadamente (Figura 3-26b).



Figura 3-26: a) Parámetro de reflexión del elemento unitario b) Parámetro de reflexión cruzado entre modos del elemento unitario

3.2.2 Diagrama de radiación del elemento unitario.

Una vez comprobado que el elemento unitario está adaptado a la frecuencia requerida, el siguiente paso es estudiar el diagrama de radiación de éste.

En la Figura 3-27a se muestra las componentes copolares normalizadas de los planos $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$ del diagrama de radiación (como el elemento unitario es perfectamente simétrico en ambos planos, ambos modos son iguales y por ello solo se ha mostrado el modo TE₁₀). También en la Figura 3-27b se puede observar como las componentes contrapolares de cada plano son prácticamente nulas, están por debajo de -110dB.

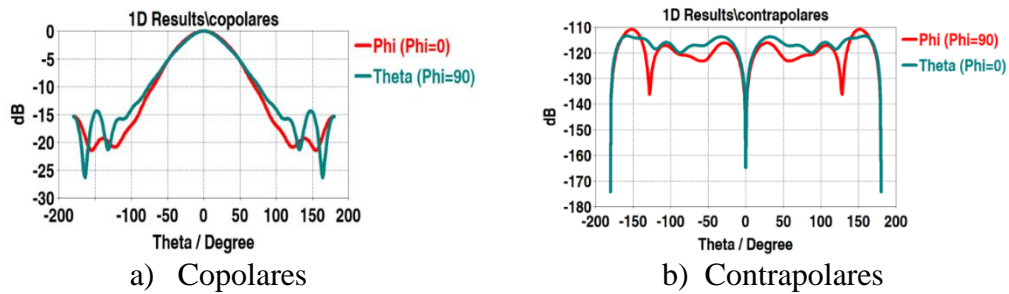


Figura 3-27: Diagrama de radiación del elemento unitario normalizado.

En la Tabla 3-3 se muestra la directividad(D_0) y la ganancia(G_0) del elemento unitario en los planos $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 90^\circ$. Además, se hace una comparativa de estos parámetros en forma de eficiencia, $\xi = \frac{G_0}{D_0}$. Como se puede observar la eficiencia es mayor en la frecuencia de trabajo, al igual que la ganancia. Esto es debido a que en dicha frecuencia la adaptación es mayor.

Frecuencia	Plano Phi = 90°			Plano Phi = 0°		
	Directividad	Ganancia	ξ	Directividad	Ganancia	ξ
16 GHz	8.07dBi	6.99 dB	86.62%	8.07dBi	6.99 dB	86.62%
16.5 GHz	8.23 dBi	7.98 dB	96.96%	8.23 dBi	7.98 dB	96.96%
17 GHz	8.36 dBi	8.33dB	99.64%	8.36 dBi	8.33dB	99.64%
17.5 GHz	8.41dBi	8.23 dB	97.86%	8.41dBi	8.23 dB	97.86%
18 GHz	8.39 dBi	7.89 dB	94.04%	8.39 dBi	7.89 dB	94.04%

Tabla 3-3: Directividad, ganancia y eficiencia de radiación del elemento unitario.

Los resultados obtenidos muestran un diagrama de radiación esperado para un elemento unitario orientado hacia el eje z positivo. Muestra un apuntamiento hacia $\theta = 0^\circ$, con una gran anchura de haz a -3dB, entorno a los 70° para ambos planos. También se aprecia un gran SLL, -14.3 dB y -15.3 dB respectivamente. Pero la ganancia conseguida es de 8.33 dBi. Para conseguir aumentar la ganancia y hacer la antena más directiva se ha decidido agrupar este elemento unitario en un array.

3.3 Array

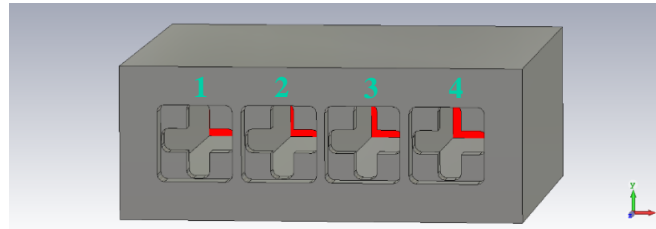


Figura 3-28: Array 4 elementos con ranuras en cruz.

Una vez confeccionado un elemento que cumpla las necesidades, el siguiente paso es agruparlo para conseguir aumentar la ganancia, además de hacer la antenna resultante más directiva. En esta sección se explicará el diseño de dicha agrupación de elementos radiantes, un **array de ranuras en cruz**.

Se comenzó diseñando el array como se muestra en la Figura 3-28. Se unieron en un bloque cuatro elementos unitarios de ranuras en cruz con una separación entre centros de 11.84 mm ($0.67\lambda_0$), necesaria para que se pueda acoplar a la red de alimentación diseñada en el TFG de Francisco Criado López [4]. Para que se produzca una correcta radiación y no se produzca el fenómeno llamado grating lobe (una réplica del lóbulo principal), es necesario que la distancia entre elementos cumpla $d \leq 0.5\lambda_0$. En nuestro caso es imposible que cumpla esto, ya que aun estando pegados la distancia sería de 10.6 mm ($0.6\lambda_0$), pero como el desfase entre los puertos de salida de la red es nulo, el grating lobes será insignificante. En este diseño se coloca un puerto al final de la guía cuadrada de cada elemento.

El primer paso para comprobar el funcionamiento una vez diseñado es observar los parámetros S en cada puerto con **comportamiento pasivo**. Es decir, se alimenta solo el elemento que se está observando y los demás solo están presentes. El parámetro a estudiar para cada elemento i-ésimo, es el parámetro S_{ii} . En nuestro caso como el array es simétrico, los puertos se comportarán igual 2 a 2, por un lado, los puertos 1 y 4 ($S_{11} = S_{44}$) y por otro los puertos 2 y 3 ($S_{22} = S_{33}$), es por esto por lo que solo se muestra el comportamiento de uno de cada par en la Figura 3-29 (en estas figuras se muestran ambos modos, en la leyenda cada modo aparece entre paréntesis).

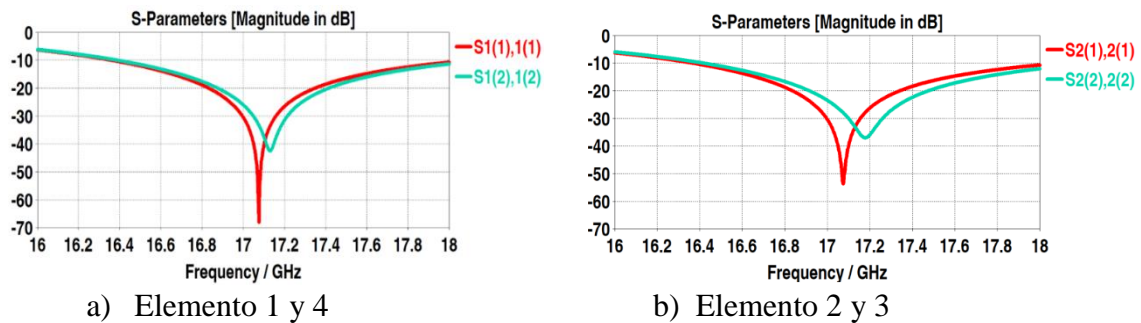


Figura 3-29: Reflexión pasiva de cada elemento del array.

Como se observa en la Figura 3-29 al confeccionar el array ya no es simétrico en planos, por lo que los modos TE_{10} y TE_{01} ya no se comportan de la misma manera. Este parámetro no es igual que el parámetro de reflexión del elemento unitario, ya que solo con la presencia de los demás elementos, aunque no estén alimentados, la impedancia se modifica.

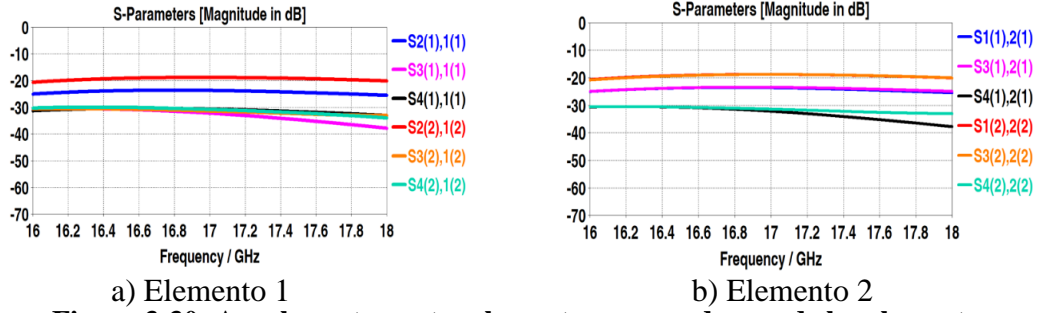


Figura 3-30: Acoplo mutuo entre elementos para cada uno de los elementos.

Otro factor a tener en cuenta es el **acoplo mutuo entre los elementos**, es decir, el nivel de señal que se acopla entre el elemento i -ésimo y j -ésimo siendo i distinto de j . Al tener un puerto en cada elemento el parámetro a estudiar sería el parámetro S_{ij} ($i \neq j$). En la Figura 3-30 se muestran los acoplos mutuos de cada elemento.

El último estudio que se hará al array (con las mismas dimensiones de cada elemento del apartado anterior) será hacer una comprobación en **comportamiento activo** de cada puerto. Es decir, se va a medir la reflexión a la entrada de cada elemento con todos los demás elementos del array alimentados también. En este caso también los puertos serán iguales dos a dos, por lo tanto, solo se mostrarán las gráficas de un puerto de cada par igual.

Antes de mostrar los resultados conviene introducir de manera teórica este proceso. Este parámetro se va a definir en función de las ondas de potencia entrantes (a_i), y de las salientes (b_i). Se va a hacer la explicación con el primer elemento unitario a modo de ejemplo, ya que se puede extrapolar fácilmente a los demás elementos.

$$\rho_1 = \frac{b_1}{a_1} \quad (3.22)$$

Se conoce que cuando $Z_{\text{ref}} = Z_0$ la expresión (3.22) se cumple. La matriz de parámetros S de nuestro sistema es la siguiente:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Al expandir (3.23) para la primera entrada tenemos como resultado:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4 \quad (3.24)$$

El siguiente paso será sustituir (3.24) en (3.22) para conocer el parámetro de reflexión activo en el puerto 1 (elemento 1 del array).

$$\rho_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1} + S_{13} \frac{a_3}{a_1} + S_{14} \frac{a_4}{a_1} \quad (3.25)$$

Como se ha decidido implementar una red con una ley de alimentación uniforme para conseguir maximizar la directividad, en todos los elementos la onda de potencia entrante (a_i) es igual. Por lo tanto, el parámetro de reflexión tendrá la expresión (3.26) finalmente.

$$\rho_1 = S_{11} + S_{12} + S_{13} + S_{14} \quad (3.26)$$

Que no es más que la suma compleja de los parámetros S con el puerto uno como salida. En la Figura 3-31 se muestra este parámetro en el puerto 1 y en el puerto 2 para ambos modos. No se muestra el del puerto 3 y 4 por ser simétrico.

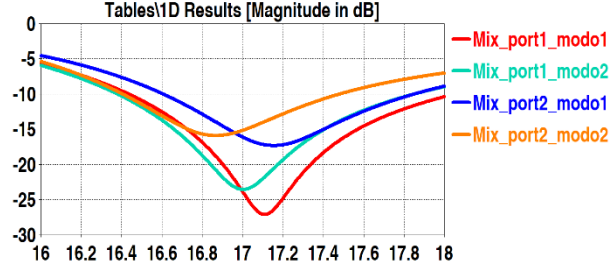


Figura 3-31: Parámetro de reflexión activa de cada elemento del array.

Como se puede observar, el parámetro de reflexión activa es distinto al pasivo y además diferente al parámetro de reflexión del elemento unitario. También se puede apreciar analizando la Figura 3-31 que se produce un acoplo excesivo de los demás elementos. Sobre todo, se aprecia como en los elementos centrales, que se ven rodeados de más elementos, el parámetro de reflexión es mayor, no bajando de los -20 dB.

Como medidas para solucionar este acoplo se plantean dos soluciones. La primera será modificar las dimensiones de las ranuras de los elementos dos a dos, para compensar los efectos de acoplo mutuo entre elementos del array. Como segunda opción, se plantea cambiar la separación entre elementos para que cada elemento se vea menos afectado por los elementos contiguos.

3.3.1 Compensación de acoplos: modificación de ranuras

Al haber un mayor acoplo en los elementos centrales se ha procedido a modificar principalmente las dimensiones de las ranuras de los elementos 2 y 3 por igual.

Primero comenzamos haciendo simulaciones disminuyendo (Figura 3-32a) y aumentando (Figura 3-32b) la longitud de la ranura vertical (L_{ranura_v}) de los elementos centrales. Los resultados de esta simulación muestran como la modificación de este parámetro no mejora la situación de acoplos, solo se mueve la frecuencia de las resonancias.

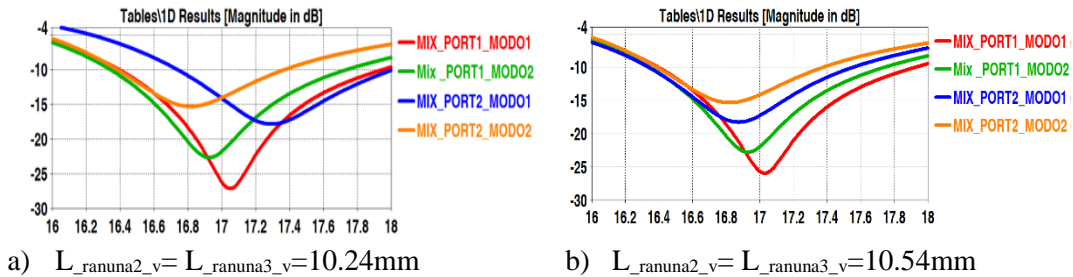


Figura 3-32: Parámetro de reflexión activa de cada elemento del array.

Después hacemos lo mismo con la longitud de la ranura horizontal de los mismos elementos (Figura 3-33), se observa que la resonancia se centra más en la frecuencia de trabajo, 17 GHz. Cuando reducimos 0.15 mm las dimensiones originales. Pero seguimos sin teniendo valores altos del parámetro de reflexión activa.

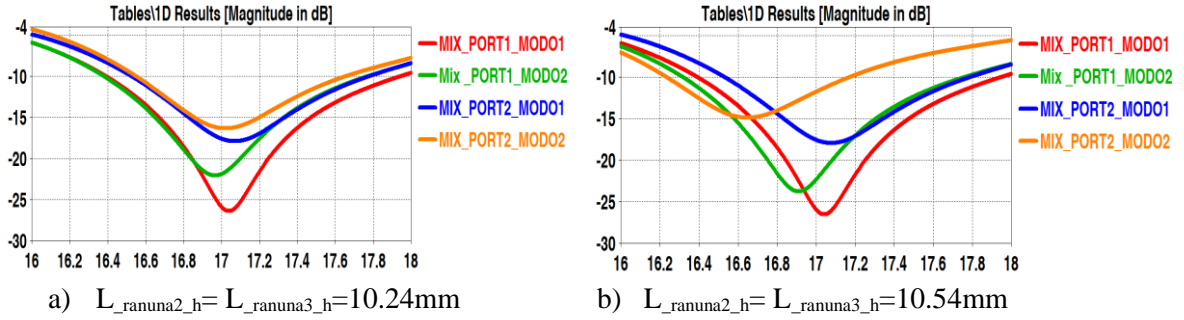


Figura 3-33: Parámetro de reflexión activa de cada elemento del array.

Después de hacer pruebas de dimensionado de las ranuras, la única mejora conseguida ha sido que la resonancia de cada puerto se ha movido hacia la frecuencia de trabajo. Sin embargo, los niveles del parámetro de reflexión presentan un comportamiento aceptable pero aún muestra diferencias notables respecto al parámetro S_{11} pasivo, lo que significa que los efectos de acoplo mutuo entre elementos no pueden ser perfectamente compensados tan solo modificando las dimensiones de las ranuras. Es por ello por lo que es necesario comprobar la segunda solución, modificar la distancia entre elementos.

3.3.2 Compensación de acoplos: distancia entre elementos

Como con la modificación de las dimensiones no se llegó a mejores resultados se decidió aumentar la distancia entre los centros de los elementos, que inicialmente era de tan solo 11.84 mm.

Se hizo un estudio aumentando la distancia, manteniendo las dimensiones del elemento unitario obtenidas en el capítulo 3.2. Los resultados del estudio de la distancia, d , entre elementos se muestran en la Figura 3-34, mostrando solo los parámetros de reflexión activa para ambos modos en los puertos 1 y 2, ya que como se ha dicho anteriormente el array es simétrico.

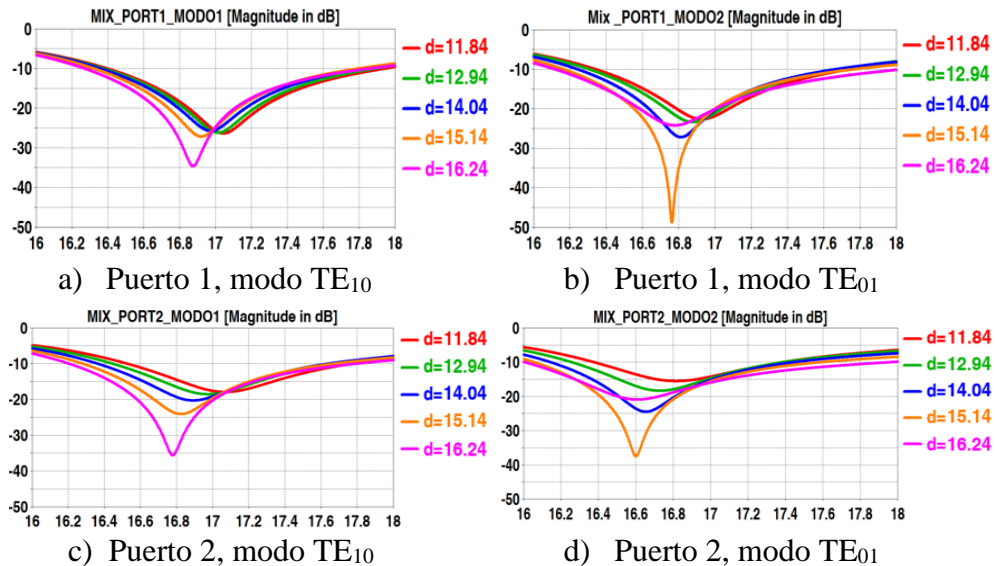


Figura 3-34: Parámetro S_{11} activo en cada puerto, estudio separaciones entre elementos.

En la Figura 3-34 se aprecia como al aumentar la distancia entre los elementos, esta vez, el parámetro de reflexión activa mejora, reflejando así menos potencia de la que entra por cada puerto. Aunque para el modo TE_{01} , se llega a un punto en el que en lugar de mejorar empeora. Es por esto por lo que se considera la mejor opción aumentar la distancia de los

elementos de 11.84mm a **15.14mm ($0.86\lambda_0$)**. Esta mejora se debe a que, al separar los elementos, la fase de los parámetros de acoplo (S_{ij}) se modifica. Como el parámetro de reflexión activo es una suma de parámetros complejos, cuando la diferencia de fase entre elementos contiguos es 0° , los parámetros de acoplo se suman. En cambio, si esa diferencia de fase es 180° , todos los parámetros se restan. Por ello, al aumentar la distancia se llega a una situación más cercana a una diferencia de fase de 180° y, por eso, la adaptación activa mejora.

Antes de seguir, es necesario comprobar si la distancia entre elementos no supera λ_0 , y efectivamente no lo hace, $d = 0.86\lambda_0 \leq \lambda_0$, gracias a esto y a que el desfase entre puerto es nulo, el efecto del grating lobe no será preocupante.

El siguiente paso será, gracias al estudio que se hizo en la opción anterior sobre la modificación de las ranuras, encontrar unos valores con los cuales, además de haber mejorado con la distancia el nivel del parámetro de reflexión, se consiga centrar la resonancia en 17 GHz.

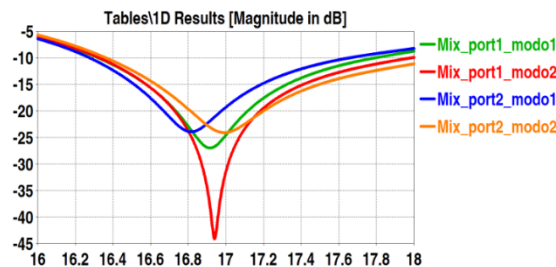


Figura 3-35: Parámetro de reflexión activa, array final.

En la Figura 3-35 se muestra el resultado más favorable conseguido del array, gracias a la corrección de acoplos que se ha llevado a cabo. Además, se mantiene aproximadamente en ancho de banda a -10 dB del elemento unitario, teniendo en este caso un $BW = 8.16\%$ en el caso menos favorable y un $BW = 10.01\%$ en el más favorable. Las dimensiones de las variables finales aparecen en la tabla 3-4.

Variable	Valor Final
$L_{\text{ranura1_h}} = L_{\text{ranura4_h}}$	10.29 mm
$W_{\text{ranura1_h}} = W_{\text{ranura4_h}}$	3.30 mm
$L_{\text{ranura1_v}} = L_{\text{ranura4_v}}$	10.39 mm
$W_{\text{ranura1_v}} = W_{\text{ranura4_v}}$	3.30 mm
$L_{\text{ranura2_h}} = L_{\text{ranura3_h}}$	10.14 mm
$W_{\text{ranura2_h}} = W_{\text{ranura3_h}}$	3.30 mm
$L_{\text{ranura2_v}} = L_{\text{ranura3_v}}$	10.39 mm
$W_{\text{ranura2_v}} = W_{\text{ranura3_v}}$	3.30 mm
d	4.54 mm
prof_ranura	3.00 mm
prof_tapa	4.00 mm

Tabla 3-4: Valores finales de las variables de diseño del Array.

3.3.3 Diagrama de radiación del Array

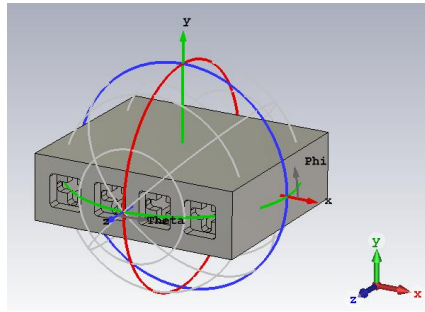


Figura 3-36: Orientación de array en coordenadas esféricas y cartesianas.

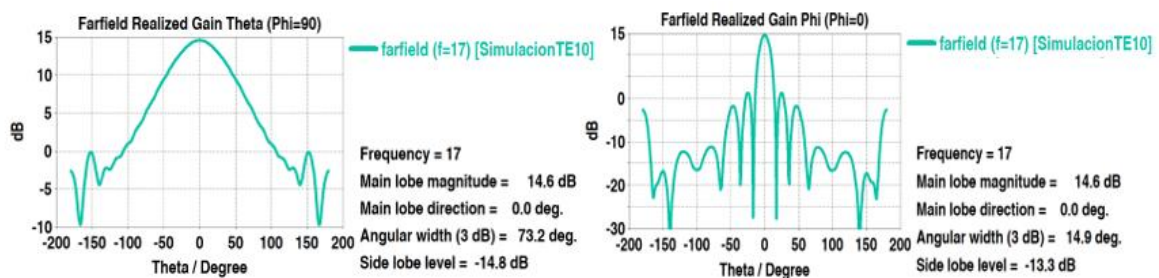
En este apartado se va a hacer una aproximación de los diagramas de radiación del array. Puesto que todavía no se ha conectado la red de alimentación al array, CST puede hacer una aproximación, calculando el diagrama de radiación producido por la excitación de los 4 puertos y después incluye los coeficientes de alimentación teóricos para cada elemento (ley de alimentación). Gracias a esto se puede hacer una primera estimación de cómo va a ser la ganancia, el nivel de lóbulos secundarios, y demás parámetros.

Como CST lo calcula de forma ideal, se va a considerar solo las componentes copolares de los planos E y H de cada modo (Figura 3-37 y Figura 3-38) a la frecuencia de trabajo 17 GHz. Las componentes contrapolares tienen un nivel de menos de -100 dB.

Teniendo en cuenta que el array radia en dirección \hat{z} (Figura 3-36), el plano E del **modo TE₁₀** será el plano zy, es decir, cuando $\varphi = 90^\circ$. Y la componente copolar será $\hat{\theta}$. El plano H correspondería con el plano zx, es decir, $\varphi = 0^\circ$. Siendo en este caso la componente copolar $\hat{\phi}$. En este último plano es donde se aprecia el comportamiento del array (Figura 3-37b), debido a que este está situado en el plano zx ($\varphi = 0^\circ$). El diagrama de radiación en el plano E, sin embargo, muestra un comportamiento similar al del elemento unitario.

Por otro lado, para el **modo TE₀₁** el plano E corresponde con el plano zx, es decir cuando $\varphi = 0^\circ$. La componente copolar de éste será $\hat{\theta}$. El plano H corresponde con el plano zy, es decir en coordenadas esféricas con $\varphi = 90^\circ$. Siendo en este caso $\hat{\phi}$ la componente copolar. En este caso, el plano donde se ve el comportamiento del array por su colocación es el plano E (Figura 3-38a). Y el plano H corresponde con un diagrama similar al del elemento unitario.

- **Modo TE₁₀**



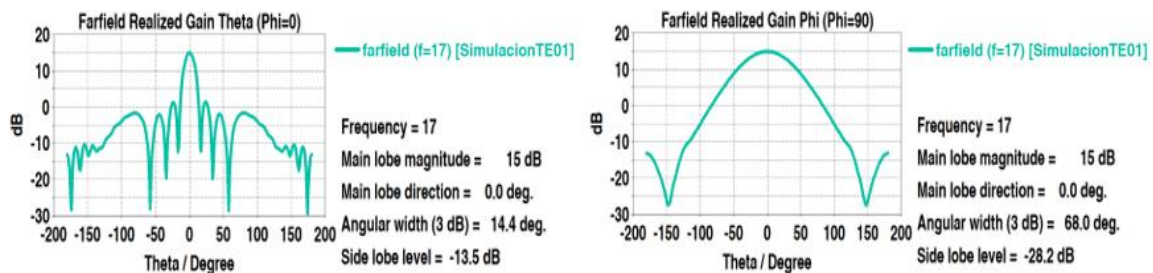
a) Modo TE₁₀, Plano E (copolar, θ)

b) Modo TE₁₀, Plano H (copolar, ϕ)

Figura 3-37: Diagrama de radiación del array Modo TE₁₀, componente copolar .

Como se puede observar en la Figura 3-37 se ha aumentado de 8.33 dB, que tenía el elemento unitario, a 14.6dB la ganancia al confeccionar el array. Se sigue teniendo un buen nivel de lóbulos secundarios, -14.8 dB en el caso del plano E y -13.3 dB en el plano H. Si nos fijamos en el valor del SSL del plano H (donde se aprecian los efectos del array), nos damos cuenta de que es prácticamente el valor teórico al usar una ley de alimentación uniforme en amplitud (-13.46 dB). Otro factor a observar es que en el plano donde se aprecia los efectos del array el ancho de haz a -3dB es inferior al caso del elemento unitario, teniendo un valor de tan solo 14.9°. Esto se debe a que el elemento radiante es ahora más directivo, disminuye el haz, pero aumenta considerablemente la ganancia. Además, otro aspecto destacable es la radiación trasera. Es decir, la diferencia entre el lóbulo principal ($\theta = 0^\circ$) y la radiación hacia la parte trasera de la antenna ($\theta = 180^\circ$). En el caso del modo TE₁₀ es de aproximadamente -17 dB, que garantiza que haya problemas de grating lobe.

- **Modo TE₀₁**



a) Modo TE₀₁, Plano E (copolar, θ)

b) Modo TE₀₁, Plano H (copolar, ϕ)

Figura 3-38: Diagrama de radiación del array modo TE₀₁, componente copolar.

En la Figura 3-38, se aprecia como para el modo TE₀₁ también se ha aumentado de la misma manera la ganancia, pasando de 8.33 dB del elemento unitario a los 15 dB del array. No se presentan malos resultados de SLL en ninguno de los planos de este modo. Destacando, como en el modo anterior, que el valor del SLL del plano donde se aprecian los efectos del array, es prácticamente el valor teórico al usar una ley de alimentación uniforme en amplitud (-13.46 dB). Como se ha dicho para el modo TE₁₀, en este modo, también se produce un menor ancho haz a -3dB, pero en el plano E, quedándose en 13.4°. Esto es un resultado esperado, ya que un array es más directivo. También hay que destacar la radiación trasera. Es decir, la diferencia entre el lóbulo principal ($\theta = 0^\circ$) y la radiación hacia la parte trasera de la antenna ($\theta = 180^\circ$). En el caso del modo TE₀₁ es de aproximadamente -27 dB, en este modo también se garantiza que no hay problemas de grating lobe.

Antes de terminar con esta sección, cabe destacar, que la antenna cumple con el objetivo de generar una radiación con dos polarizaciones ortogonales e independientes. Al excitar la guía cuadrada de alimentación con el modo TE₁₀, la ranura transversal lo radia con polarización según el eje y (en $\phi=0^\circ$, que es el plano donde el array tiene su efecto, radia según la componente $\hat{\phi}$). En cambio, al excitar la guía cuadrada de alimentación con el modo TE₀₁, la ranura longitudinal lo radia con polarización según el eje x (en $\phi=0^\circ$, que es el plano del array para este modo, radia según la componente $\hat{\theta}$).

4 Desarrollo

En esta sección se va a llevar a cabo la unión del array de ranuras en cruz con la red de alimentación diseñados en los capítulos anteriores.

4.1 Unión de la red de alimentación con el array. Parámetros S.

El primer paso es preparar la red para la unión, puesto que se ha diseñado con vacuum (vacío) como material, sobre un background de metal perfecto (PEC), y el Array está construido en PEC sobre un background de vacío. En la Figura 4-1 se puede observar la red impresa dentro de un bloque de PEC.

Para la construcción, la red estará en un bloque rectangular, pero para poder hacer simulaciones en menos tiempo, se ha decidido diseñarlo en un bloque que sigue la forma de la propia red (Figura 4-1), ya que al simularlo no se aprecian cambios significativos en la adaptación de la red.

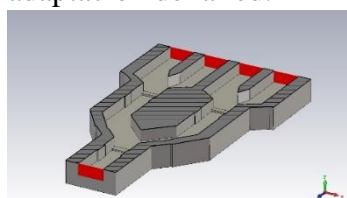


Figura 4-1: Red final. Bloque PEC.

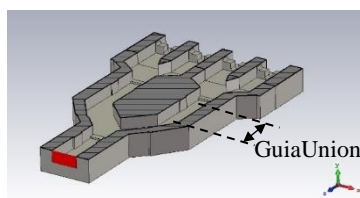


Figura 4-2: Red final + Array. Bloque reducido.

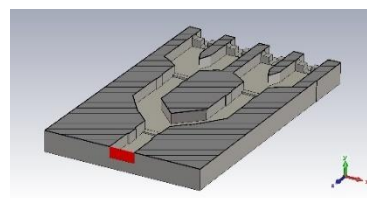


Figura 4-3: Red completa + Array.

En esta sección, una vez unido las dos partes de este TFG, la red de alimentación y el array (Figura 4-2), se va a hacer un estudio de la longitud de la guía de unión entre las dos partes de la red de alimentación. Este proceso se hace para comprobar si al añadir el array existe otra configuración que haga que el comportamiento del sistema mejore.

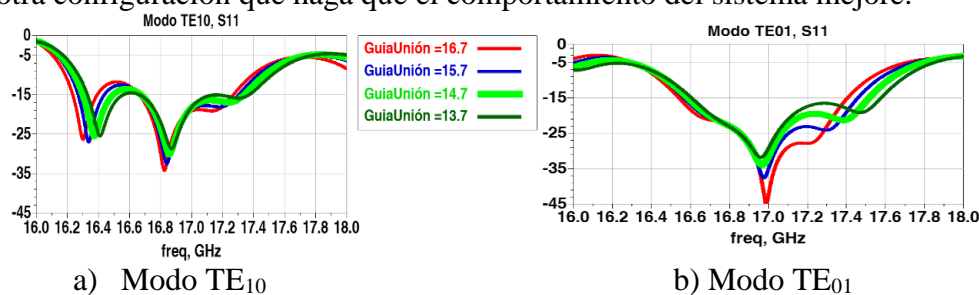


Figura 4-4: Red completa + Array. Estudio del tamaño de la guía de unión.

Viendo la Figura 4-4 se ha preferido rectificar un milímetro más al tamaño establecido cuando solo se hacía el estudio con la red, el valor final de la guía de unión será de 14.7 mm, ya que se consigue un buen nivel del parámetro de reflexión, con un ancho de banda aceptable para ambos modos. Con este valor se mejora el modo TE₁₀ sin empeorar demasiado el Modo TE₀₁, es decir se consigue un balance entre ambos modos.

Una vez conseguido los resultados, se completa el bloque de metal de la red de alimentación (Figura 4-3) y se hace una simulación para comprobar que todas las características se mantienen.

En la Figura 4-5a se muestra los resultados finales de la simulación del array junto con la red de alimentación. En ella se puede ver como los resultados son favorables, se

mantiene en la banda de trabajo un buen nivel del parámetro de reflexión. Y se obtienen los siguientes anchos de banda $BW_{-10dB} = 7.29\%$ y $BW_{-10dB} = 6.81\%$ para los modos TE_{10} y TE_{01} respectivamente.

Además, también se hizo el estudio de los parámetros de acoplo entre modos (Figura 4-5b) y se ha comprobado que al ser inferiores a -116 dB, son prácticamente nulos. No hay interferencia entre modos.

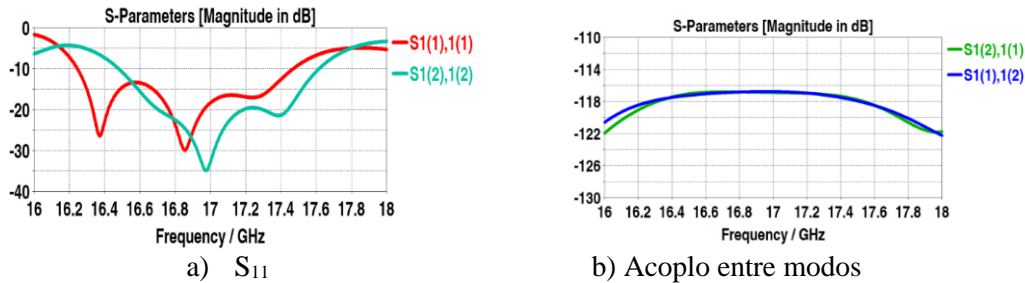


Figura 4-5: Antena final. Parámetro de reflexión a la entrada y acoplo entre modos.

Una vez establecida la red que se va a usar en la antena conviene hacer una simulación más, haciendo un análisis de los modos superiores para comprobar que están lo suficientemente atenuados para que no se propaguen en la banda de trabajo. En la Figura 4-6 se hace una simulación con los 10 primeros modos y se aprecia como efectivamente todos los modos están por debajo de -60 dB.

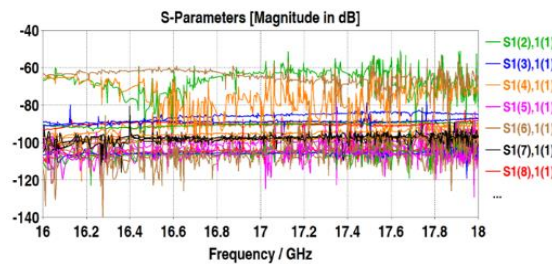


Figura 4-6: Red final. Análisis modos superiores.

4.2 Array + Red de alimentación: Diagrama de radiación

Una vez comprobado que el sistema está adaptado y cumple los requerimientos en la banda de trabajo. Hay que hacer un estudio del funcionamiento como antena. En este apartado nos referiremos a antena final como a la unión del array con la red de alimentación.

En este caso se va a hacer el mismo estudio que se hizo en la sección 3.3.3, cuando se estudió el diagrama de radiación aproximado del array. En este caso ya no es necesario que CST establezca los coeficientes de alimentación en cada elemento del array, ya que ahora este está ya conectado a la red de alimentación. Solo se va a mostrar la componente copolar de cada plano en su respectivo modo. Ya que la contrapolar es prácticamente nula.

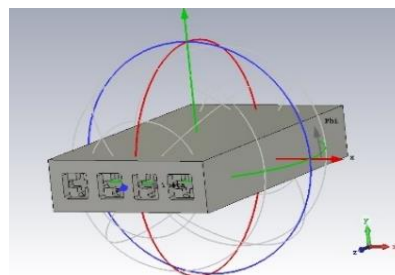


Figura 4-7: Orientación de Red completa + Array en coordenadas cartesianas y esféricas.

La antena final radia en dirección \hat{z} (Figura 4-7), por lo tanto, el plano E del **modo TE₁₀** será el plano zy, es decir, cuando $\varphi = 90^\circ$. La componente copolar en este caso sería $\hat{\theta}$. El plano H corresponde con el plano zx, es decir, en coordenadas esféricas $\varphi = 0^\circ$. En este caso la componente copolar será $\hat{\phi}$. En este plano es donde se apreciara los efectos del array (Figura 4-8b), debido a que este está situado en el plano zx ($\varphi = 0^\circ$). El diagrama de radiación en el plano E, sin embargo, muestra un comportamiento similar al del elemento unitario.

Por otro lado, para el **modo TE₀₁** el plano E corresponde con el plano zx, es decir cuando $\varphi = 0^\circ$. La componente copolar de éste será $\hat{\theta}$. El plano H corresponde con el plano zy, es decir en coordenadas esféricas con $\varphi = 90^\circ$. Siendo en este caso $\hat{\phi}$ la componente copolar. Para este modo el plano donde se ve el comportamiento del array por su colocación es el plano E (Figura 4-9a). Y el plano H corresponde con un diagrama similar al del elemento unitario.

- **Modo TE₁₀:**

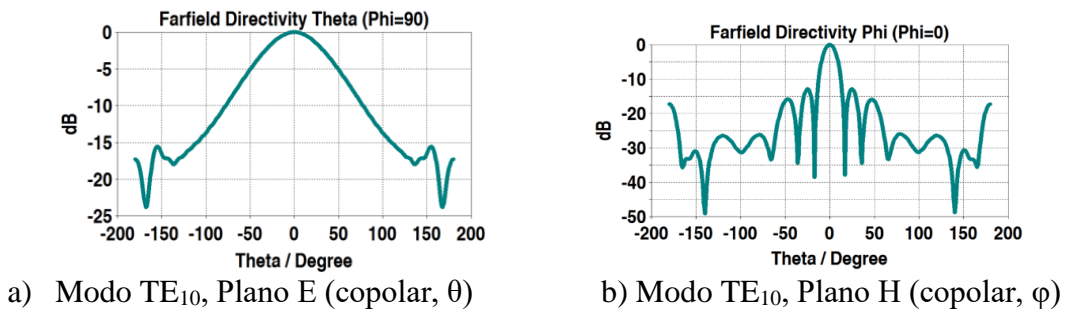


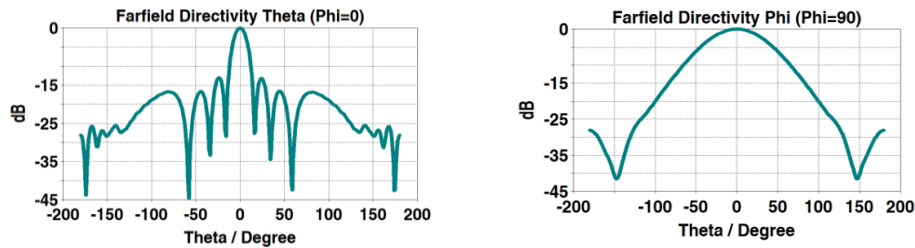
Figura 4-8: Diagrama de radiación red + Array. Modo TE₁₀, componente copolar.

Modo TE ₁₀ Plano $\varphi = 0^\circ$					
Frecuencia	Directividad	Ganancia	ξ	SLL	Radiación trasera
16 GHz	14.3 dBi	9.75 dB	68.18%	-14.1 dB	-16.88 dB
16.5 GHz	14.4 dBi	14.3 dB	99.30%	-12.8 dB	-16.94 dB
17 GHz	14.6 dBi	14.5 dB	99.31%	-12.8 dB	-17.25 dB
17.5 GHz	14.7 dBi	14.1 dB	95.92%	-13.5 dB	-17.52 dB
18 GHz	14.8 dBi	13.2 dB	89.19%	-13.3 dB	-17.7 dB

Tabla 4-1: Parámetros de radiación de la red + array (Modo TE₁₀, plano $\varphi = 0^\circ$)

Como se puede observar en la Figura 4-8b la antena final tiene un comportamiento correspondiente al de un array alimentado por una ley uniforme, muy parecido al visto de manera teórica en el apartado 3.3.3. Como se puede apreciar en la Tabla 4-1 el SLL se acerca mucho al valor teórico de -13.46 dB. También se puede afirmar que, al formar un array de 4 elementos, es decir, multiplicar por cuatro la cantidad de elementos, la ganancia aumenta en unos 6dB, pasando de los 8.33 dB a los 14.5 dB. Esto significa que la ganancia también se ha multiplicado por cuatro. Además, otro factor que cabe destacar es que los requerimientos de la antena se mantienen en banda, aunque la eficiencia es mayor en la frecuencia de diseño, 17 GHz. También se puede ver como la eficiencia es mayor cuanto más se acerca a esta frecuencia. Esto es debido a que cuanto más se aleja de 17 GHz la adaptación es menor. Por ello a la ganancia le pasa lo mismo.

- **Modo TE₀₁:**



a) Modo TE₀₁, Plano E (copolar, θ)

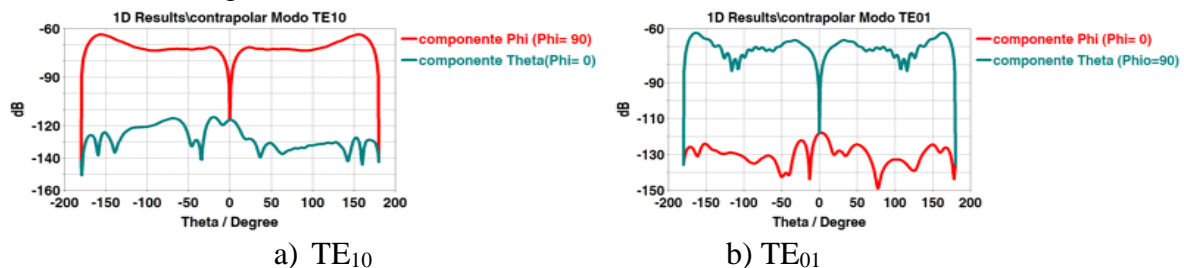
b) Modo TE₀₁, Plano H (copolar, ϕ)

Figura 4-9: Diagrama de radiación red + Array. Modo TE₀₁, componente copolar

Modo TE ₀₁ Plano $\phi = 0^\circ$					
Frecuencia	Directividad	Ganancia	ξ	SLL	Radiación trasera
16 GHz	14.8 dBi	12.6 dB	85.14 %	-14.4 dB	-30.81 dB
16.5 GHz	14.9 dBi	14.4 dB	96.64 %	-13.8 dB	-29.01 dB
17 GHz	15 dBi	15. dB	100 %	-13.0 dB	-27.85 dB
17.5 GHz	15.1 dBi	14.9 dB	98.68%	-13.0 dB	-27.30 dB
18 GHz	15.1 dBi	12.1 dB	80.13%	-13.6 dB	-26.26 dB

Tabla 4-2: Parámetros de radiación de la red + array (Modo TE₀₁, plano $\phi = 0^\circ$)

Como se puede observar en la Figura 4-9a, al igual que en el modo TE₁₀, en este modo la antenna final tiene un comportamiento correspondiente al de un array alimentado por una ley uniforme, similar al visto de manera teórica en el apartado 3.3.3. Como se puede apreciar en la Tabla 4-2, el SLL se acerca mucho al valor teórico de -13.46 dB. En este caso también se ha comprobado que, al formar un array con cuatro elementos, la ganancia se multiplica por cuatro, es decir, aumenta en 6 dB. Se pasa de los 8.33 del elemento unitario a los 15 dB. El modo TE₀₁ también mantiene los requerimientos en banda y, además, se puede ver como la eficiencia es mayor cuanto más se acerca a la frecuencia de diseño (17 GHz), porque cuanto más se aleje de ésta, menos adaptación tiene la antenna. Esto también pasa con los valores de la ganancia.



a) TE₁₀

b) TE₀₁

Figura 4-10: Diagrama de radiación red + array (componentes contrapolares).

En la Figura 4-10 se puede observar como las componentes contrapolares tienen un valor despreciable en ambos modos.

Otro factor que se puede analizar al ver las tablas 4-1 y 4-2 es la radiación trasera. Nos damos cuenta de que la radiación trasera es ligeramente alta, sobre todo para el plano TE₁₀, ya que las dimensiones del plano reflector son pequeñas en comparación con las del array. Pero es importante resaltar que en los dos modos hay un valor distinto de radiación trasera, pese a tratarse del mismo array. Parece ser que eso es debido a que, a pesar de usar el mismo array con el mismo plano reflector, la radiación trasera puede ser diferente en función del sentido de polarización que genera cada modo. Además, cabe destacar que un factor por el que las eficiencias tienen un valor tan alto en ambos modos, superiores al 95% entre 16.5 y 17.5 GHz, es que las pérdidas se han minimizado al usar aire como dieléctrico.

5 Integración, pruebas y resultados

En este capítulo, se deja atrás el proceso de diseño y simulación. Se va a explicar el proceso de construcción. Además, se hará un análisis de los resultados obtenidos comparándolos con los resultados de las simulaciones.

5.1 Preparación para la construcción

Para la construcción la antena se va a dividir en tres partes (Figura 5-1), que posteriormente serán unidas mediante tornillos: la red de alimentación se va a dividir en dos partes simétricas (divididas por el plano zx), y la tercera parte sería el array. Los planos de fabricación de estos tres elementos se encuentran en el anexo C.

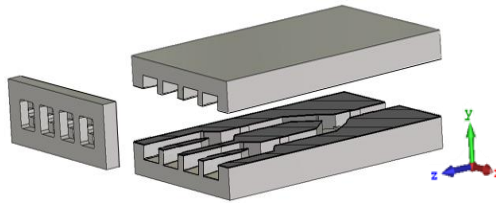


Figura 5-1: División para construcción.

Lo primero que hay que hacer es tomar una elección de la colocación de los taladros y el diámetro de los tornillos.

Para poder conseguir una buena presión a la hora de enganchar el array a la red, se amplió el bloque para poder colocar tornillos M4, pero la ganancia de la antena disminuyó considerablemente. La solución fue hacer un estudio de las dimensiones del bloque para conseguir disminuir al máximo esta pérdida de ganancia, y a su vez poder montarlo con tornillos con una métrica mayor. En la Tabla 5-1 aparecen los resultados de este análisis. Y en el anexo B se muestran los diagramas de radiación donde se ha hecho el estudio.

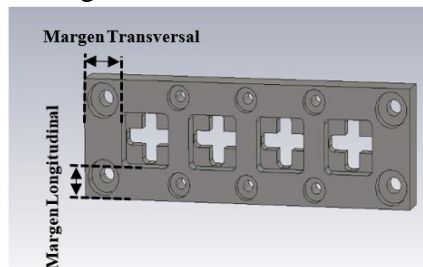


Figura 5-2: Array listo para fabricación. Taladros.

Margen longitudinal	Margen transversal	Ganancia Modo TE ₁₀	Ganancia Modo TE ₀₁
5.3 mm	5.3 mm	14.7 dB	15 dB
6.3 mm	6.3 mm	14.1 dB	14.9 dB
8.3 mm	8.3 mm	13.2 dB	14.7 dB
10.3 mm	10.3 mm	13.5 dB	14.3 dB
12.3 mm	13.5	13.6 dB	14.1 dB
6.3 mm	8.3 mm	14.1 dB	14.7 dB

Tabla 5-1: Ganancia final. Análisis diferentes tamaños de los márgenes del array.

Como se aprecia en la Tabla 5-1, a medida que aumentas el tamaño decrece la ganancia. Se produce porque el plano reflector del array es pequeño, si éste fuera mayor, al modificar estas distancias no se apreciarían cambios significativos en el diagrama de

radiación. Este efecto es más notable en el modo TE_{10} , debido a la colocación del array en el eje x. Por esta razón, se consideró la mejor opción, darle unos valores de 6.3mm y 8.3mm al margen longitudinal y transversal respectivamente. De esta manera se pudo colocar en las esquinas tornillos de M3 y entre los elementos tornillos M2, como se aprecia en la Figura 5-2. Además, decidió hacer taladros de tal manera que las cabezas de los tornillos no sobresaliesen de la cara del array. Para que afecten lo menos posible a la radiación.

Los tornillos usados en las dos partes de la red serán de M4, y estarán dispuestos como se aprecia en la Figura 5-3

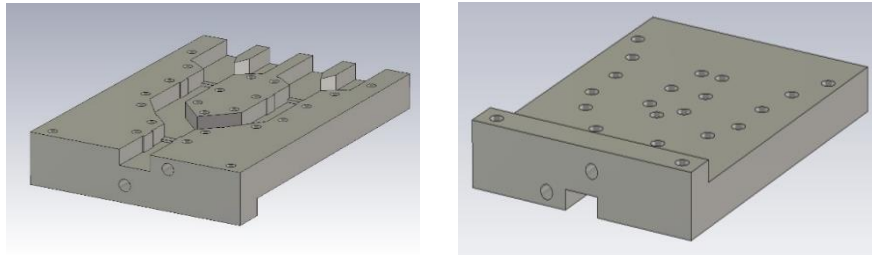


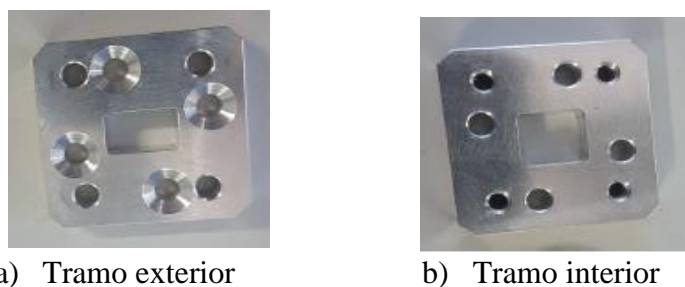
Figura 5-3: Red lista para fabricación. Taladros.

Como se puede ver en la Figura 5-3 se ha añadido un pequeño bloque en la cara del puerto de entrada. Esto se ha añadido para poder enganchar al puerto una transición que servirá para poder unir una guía cuadrada de 10.6 mm a una guía con estándar WR-51. Lo ideal es usar un OMT (Orthomode Transducers), para excitar los dos modos, pero debido a la complejidad del mismo en cuanto a diseño, fabricación e integración con la antena, se ha preferido utilizar esta opción más sencilla que ya se usó en el TFG antes mencionado.

Mediante esta transición se genera el modo TE_{10} mediante una guía WR51 colocada en la entrada. Si la transición se gira 90 grados, es posible excitar el TE_{01} . La transición no puede recoger modos cruzados. Por tanto, sólo funciona si el aislamiento entre modos es muy bueno. Por ejemplo, si se alimenta con el TE_{10} , pero parte de la potencia se monta en el TE_{01} y se vuelve al puerto 1, esa señal del TE_{01} no se puede absorber en el puerto de entrada, por lo que volvería a reflejarse hacia la antena estropeando su comportamiento por completo.

En nuestro caso las simulaciones de modos cruzados (que demuestran que están muy atenuados, todos por debajo de -60 dB) como la gran similitud entre simulaciones y medidas de los parámetros S de la antena (comprobado en el siguiente apartado) demuestran que, efectivamente, los modos cruzados son despreciables. Por tanto, la transición se puede utilizar sin problemas.

La transición de guía consiste en dos tramos de guía de longitud aproximada 0.25λ que se comportan como adaptadores de impedancia en guía. En la figura 5-4 se muestran estos dos tramos.



a) Tramo exterior

b) Tramo interior

Figura 5-4: Transición de guía cuadrada de 10.6 mm a guía rectangular WR-51

En las siguientes imágenes se va a mostrar las piezas ya construidas y ensambladas:

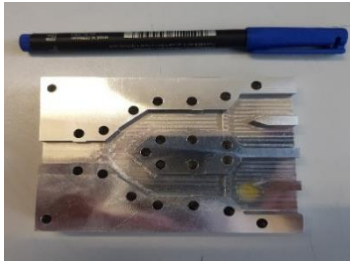


Figura 5-6: Red construida.

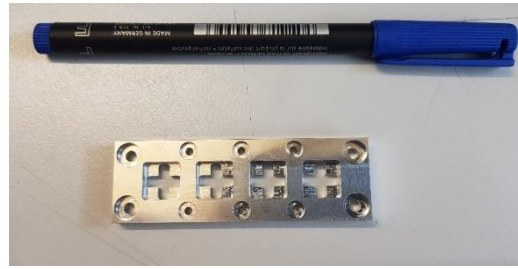


Figura 5-5: Array construido.

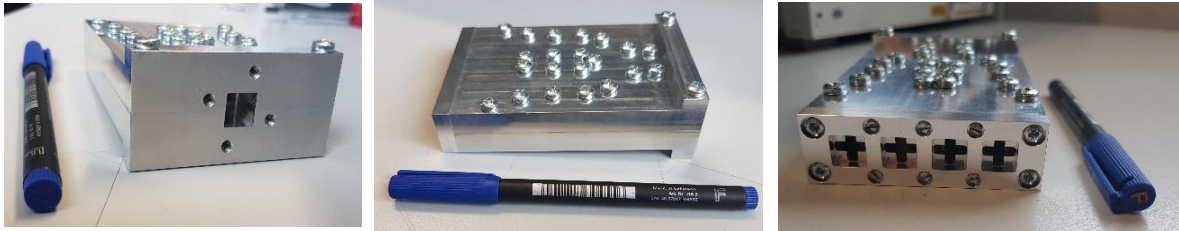


Figura 5-7: Antena final. Colocación de tornillos.

5.2 Medida de resultados

Primero se empezará midiendo con el analizador de redes la antenna (Figura 5-8), para hacer una comparación de los **parámetros de reflexión** de la antenna construida con la simulada, en ambos modos.

Antes de proceder con la medida, es necesario calibrar el analizador de redes, para tener una medida lo más fiel a la realidad posible.



Figura 5-8: Medición analizador de red.

Después de hacer las medidas necesarias para obtener el parámetro de reflexión en el modo TE_{10} y el modo TE_{01} , se procede a realizar una comparativa entre la antenna construida y la simulada en CST (Figura 5-9).

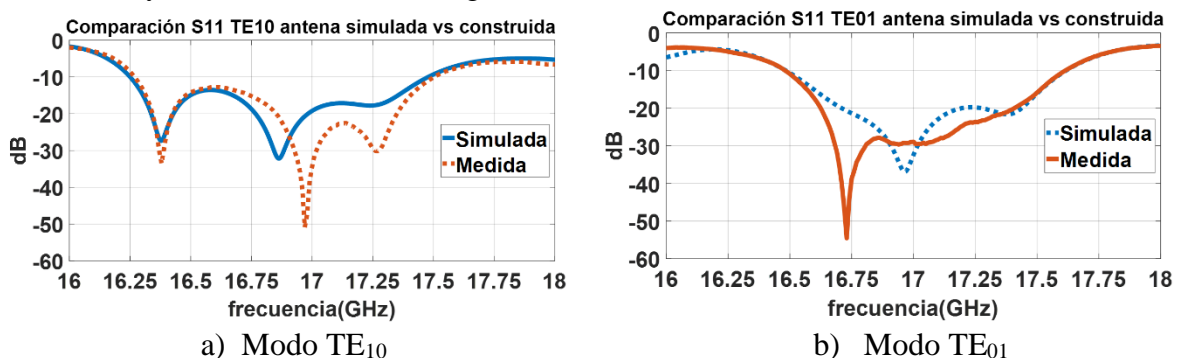


Figura 5-9: Parámetro S_{11} : antenna final simulada vs medida

En la Figura 5-9 se aprecia cómo en banda, la antenna simulada y la medida por el analizador de redes son muy similares. Es decir, el ancho de banda coincide. Aunque, las resonancias varían un poco. Esto seguramente se produce por las imperfecciones del proceso de fabricación debido a la precisión de las máquinas utilizadas en la construcción de la antena, es decir, han podido producir pequeñas disconformidades entre las dimensiones de la simulación y las de la fabricada.

Una vez comprobado que los resultados del parámetro de reflexión son los esperados, se procede a comprobar si la antena medida también se comporta similar a la simulada en términos de radiación, se va a mostrar los resultados del **diagrama de radiación** de la antena simulada. Se mostrará la componente copolar de cada modo en el plano $\phi = 0^\circ$, que es el plano donde se ven los efectos del array. Y se comparará con la misma componente de la simulada. Además, se mostrará cómo se comporta la componente contrapolar en este plano. Esta medida experimental ha sido realizada por el autor de este documento de trabajo fin de grado, mediante el uso de las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, en concreto, la cámara anecoica para medida de antenas que gestiona el grupo de investigación RFCAS.

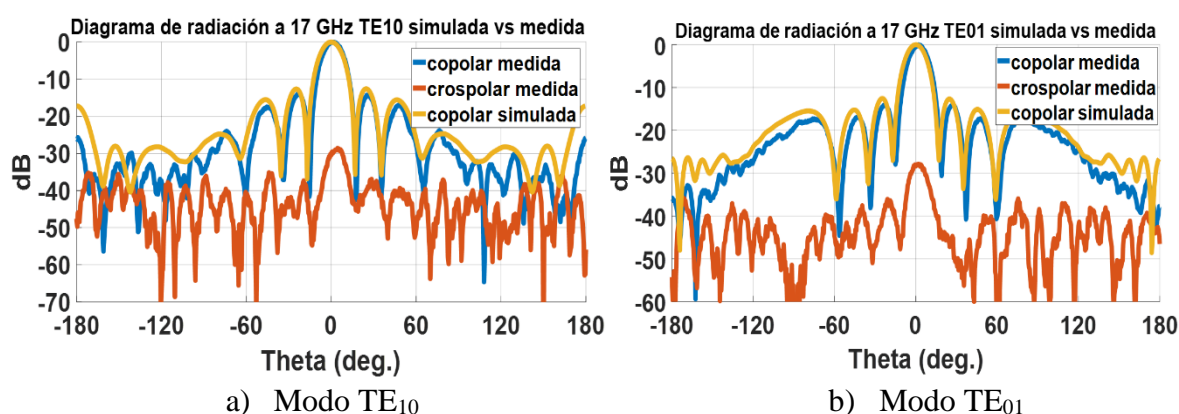


Figura 5-10: Comparación diagrama de radiación: antena simulada vs medida.

En la Figura 5-10 se aprecia una gran similitud entre el diagrama de radiación de la antena final simulada y la medida. La radiación es la esperada y no presenta aparentes cambios con lo visto en el capítulo 4.3. Además, en esta figura también se puede observar cómo se comporta la componente contrapolar, la cual tiene un nivel de ganancia mucho menos que la copolar. Esto es importante, ya que nos da la certeza de que las radiaciones de los modos no se acoplan entre sí.

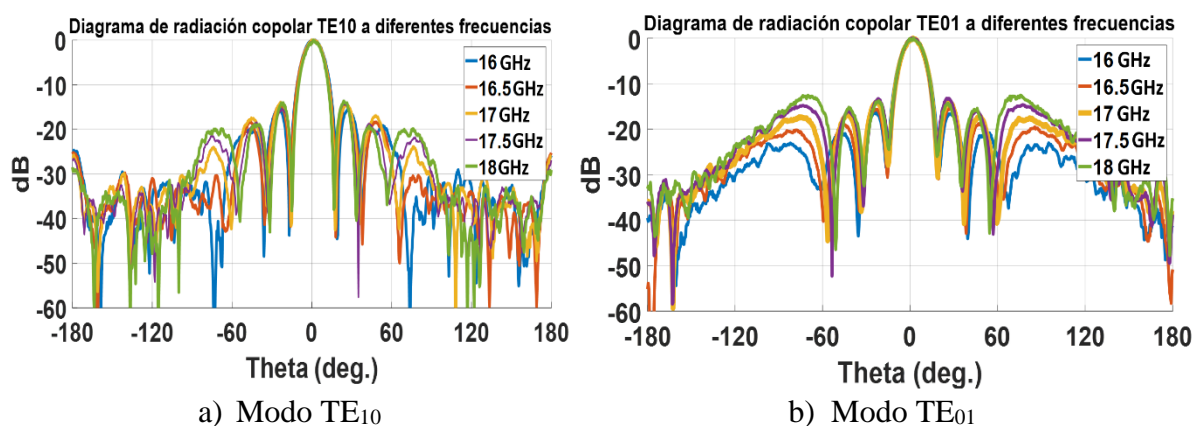


Figura 5-11: Comparación diagrama de radiación: diferentes frecuencias.

También se hizo una medida del diagrama de radiación a diferentes frecuencias y como se puede observar en la Figura 5-11, el diagrama de radiación se mantiene prácticamente igual en toda la banda de trabajo.

Por último, nos queda hacer un estudio de la **ganancia** de la antenna final, así como un análisis de la eficiencia y la eficiencia de construcción.

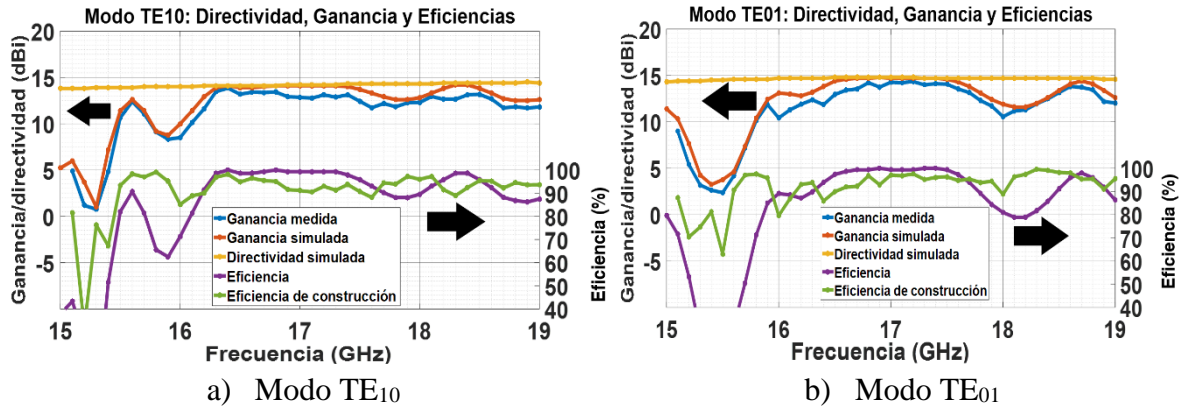


Figura 5-12: Antena final: directividad, ganancia y eficiencias

En la Figura 5-12 muestra dos gráficas, las cuales tienen dos ejes longitudinales, el de la izquierda muestra el nivel de ganancia o directividad (en dBi) y el de la derecha muestra en porcentajes la efectividad.

Tanto en el modo TE₁₀ como en el modo TE₀₁, se aprecia en la Figura 5-12, que prácticamente en toda la banda de frecuencia de trabajo (de 16 a 18 GHz), la ganancia de la antenna simulada y la medida, se acercan más a la directividad. Esto es porque se ha hecho un diseño en el que se busca que la antenna esté adaptada en esta banda. Al comparar solo la ganancia medida y la ganancia simulada, nos damos cuenta que actúan muy parejas. La relación entre ambas es lo que en la figura llamamos eficiencia de construcción (5.1). Y muestra la calidad de la fabricación de la antenna. Como observamos esta eficiencia de construcción está en prácticamente toda la banda de trabajo por encima del 90%.

$$Eficiencia_{construcción} = \frac{Ganancia_{medida}}{Ganancia_{simulada}} \quad (5.1)$$

Además, hay que dar vital importancia a los resultados de eficiencia obtenidos. Ya que con ella se puede comprobar el correcto funcionamiento de la antenna, debido a la buena adaptación de ésta. La eficiencia muestra la relación entre la ganancia y la directividad. Como se puede ver es muy alta. Para ambos modos entre 16.5 y 17.5 GHz está por encima del 95%. Y se ve claramente como fuera de la banda de trabajo esta eficiencia decrece considerablemente, debido a la desadaptación.

Como conclusión de estas medidas, la construcción ha sido buena ya que presenta un gran parecido con las simulaciones del diseño de esta. Además, la antenna esta correctamente adaptada en la banda de trabajo como nos muestra los valores de la eficiencia. También se puede observar que se ha logrado una ganancia final en la antenna fabricada de 14.14 dB para el modo TE₁₀ y 14.46 dB para el modo TE₀₁

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

En este capítulo, se va a hacer un recorrido por las etapas del desarrollo del Trabajo de Fin de Grado, comentando las dificultades y los resultados obtenidos.

En primer lugar, se empezó, con la idea de mejorar el funcionamiento, sobre todo el ancho de banda, del divisor 4-1 diseñado en el TFG de Francisco Criado[4] para utilizarlo como red de alimentación de un array de 4 elementos formado por ranuras en cruz. Este proceso ha sido llevado a cabo satisfactoriamente, sobre todo en el modo TE_{01} , donde se consiguió mejorar el ancho de banda notablemente. Aunque en el modo TE_{10} no se mejoró el ancho de banda. Se modificó el divisor ampliando la distancia entre puertos de salida, de esta manera como se vio en etapas siguientes compensar el acoplo entre elementos.

Una vez lista la red que alimentara el array, fue necesario diseñar un elemento unitario capaz de radiar los dos modos fundamentales degenerados sin que haya acoplos entre estos. El idóneo fue un elemento con dos ranuras una longitudinal y otra transversal, de esta manera cada ranura radiaría uno de los modos que de forma ortogonal e independiente. Efecto que como se vio en los resultados se cumple correctamente.

Después de diseñar el elemento unitario, se unió, con otros tres elementos más, para formar un array de cuatro elementos. Donde se descubrió que había un notable acoplo entre elementos, es aquí donde se decidió, después de ver que con tan solo cambiar las dimensiones de las ranuras no se corregía este problema, aumentar la distancia entre elementos. Y así conseguir un buen nivel del parámetro de reflexión, que garantizara la correcta adaptación del array. Además, se comprobó que se conseguía multiplicar por 4 la ganancia de un solo elemento, lo que era de esperar al formar el array con cuatro elementos.

Por último, se procedió a juntar las tres etapas anteriores donde nos dimos cuenta que gracias a la buena adaptación de la antenna, la simulación del parámetro de transmisión en ambos modos era correcta, consiguiendo un buen ancho de banda a -10dB. También se comprobó que se consiguió los efectos esperados por el array, una antenna directiva con una ganancia 4 veces mayor. Además, nos cercioramos de que la antenna cumple con el objetivo de generar una radiación con dos polarizaciones ortogonales e independientes.

Una vez terminado todo el diseño y simulaciones, llegó el momento de la fabricación y medida de la antenna final. Donde como viendo las simulaciones de modos cruzados (que demostraron que están muy atenuados, todos por debajo de -60 dB) y observando la gran similitud entre simulaciones y medidas de los parámetros S de la antenna (medidos con el analizador de redes), se demostraba que los modos cruzados son despreciables. Se pudo usar en lugar de un OMT, una transición de guía cuadrada de 10.6 mm a una guía de estándar WR-51 diseñado en [4] mucho más sencilla. De esta manera se midió el diagrama de radiación de ambos modos y nos dimos cuenta de la enorme similitud de la antenna simulada con la medida, además de que este diagrama se mantiene en toda la banda de trabajo.

Después de analizar los diagramas de radiación, se hizo un estudio de la ganancia de la antenna comparándola con la ganancia simulada, las cuales se podía afirmar que eran muy similares, estando las dos por encima de 14 dB en los dos modos. Además, se vio que entre 16.5 y 17.5 GHz se consiguió una eficiencia superior al 95% tanto en el modo TE_{10} como

en el modo TE_{01} , esto significa que la antena se ha diseñado correctamente, presentando una buena adaptación en la banda mencionada.

Para concluir, después de comentar todas las etapas del presente TFG, se han conseguido los resultados, ya mencionados durante este apartado, que se buscaban cuando se empezó. Y de esta manera se comprueba que con la modificación de la red de alimentación diseñada en [4] es posible que los dos modos fundamentales degenerados, comportándose de forma similar, sean capaces de excitar las dos polarizaciones de forma independiente de una antena con polarización dual como la diseñada en este TFG. Antena que se ha conseguido diseñar de manera que este adaptada en toda la banda de trabajo. Y que en conjunto se consiga un comportamiento directivo, con una alta ganancia de más de 14 dB en ambos modos,

6.2 Trabajo futuro

Una primera línea de trabajo futuro podría ser implementar una antena en 2D. La idea más clara sería hacer una agrupación de la antena final diseñada en este TFG e implementar una nueva red que la alimente. Esto al ser simétrico en las 2 dimensiones haría aún más similares los dos planos y se verían los efectos del array tanto en el plano $\varphi=0^\circ$ como en el plano $\varphi=90^\circ$, tanto en el plano TE_{10} como en el plano TE_{01} . De esta manera conseguir una radiación con una ganancia mucho mayor.

Otra posible línea de trabajo es ajustar la red de alimentación de este trabajo para que el desfase entre modos sea exactamente 90° , y de esta manera obtener una polarización circular. Ya que esta consiste en una polarización vertical y otra horizontal ortogonales.

Además, utilizando un elemento unitario diseñado en RFCAS, encargado de transformar una polarización lineal a circular, se plantea la posibilidad de usar este elemento en lugar de las ranuras. Y de esta manera conseguir una doble polarización circular.

Finalmente, viendo los trabajos realizados en los últimos años en el grupo RFCAS, puede ser posible utilizar la red de alimentación diseñada en este TFG para alimentar la agrupación de antenas en serie siguiendo una distribución de Tylor diseñada en un TFG anterior por Diego Barrio Tejador en 2014. Y de esta manera conseguir una antena en 2D.

Referencias

- [1] D. M. Pozar, “Microwave Engineering- Microwave Network Analysis”, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] J. A. Ruiz Cruz, *Apuntes de la Asignatura Medios de transmisión, IV.3. Guía de onda rectangular & V. Parámetros S*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid.
- [3] J. L. Masa Campos, *Apuntes de la Asignatura Antenas y compatibilidad electromagnética, Tema 4. Arrays*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2017.
- [4] Trabajo Fin de Grado de Francisco Criado López. “Diseño de redes de alimentación corporativas en guía de onda cuadrada para polarización dual” Julio 2016. Tutor: P. Sánchez Olivares, Ponente: J. L. Masa Campos.
- [5] Proyecto final de Carrera de Alfonso Tomás Muriel Barrado. “Diseño de agrupaciones de antenas alimentadas con redes corporativas en tecnología de guía de onda” Julio 2015. Tutor: J. L. Masa Campos.

Anexos

A Breves apuntes teóricos de antenas

A.1 Diagrama de radiación

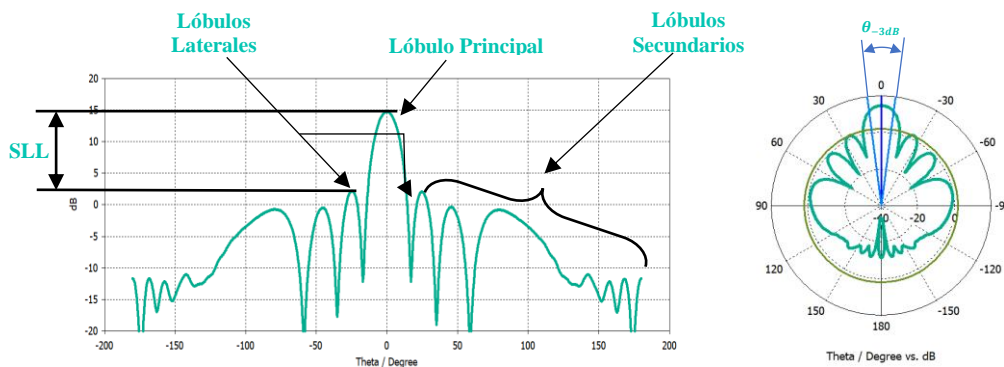
Cuando se habla de diagrama de radiación, se hace referencia a la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio.

El diagrama de radiación se puede representar en tres dimensiones (3D), pero es más útil representarlo en dos dimensiones (2D), en forma de curvas de nivel o planos de corte. De estos últimos, los planos de corte, se suelen usar el plano E y el plano H, sobre todo cuando la antena es directiva y de polarización lineal.

El plano E es el plano que contiene la dirección de la máxima radiación y el vector de polarización de la antena (vector del campo eléctrico \vec{E}). Y el plano H también contiene la dirección de máxima radiación, pero es ortogonal al plano E (vector del campo magnético \vec{H}). Con esto se puede apreciar que la máxima radiación es la intersección de ambos planos.

Los parámetros más importantes de un diagrama de radiación son:

- **Lóbulo:** Son regiones del diagrama delimitadas por secciones con un nivel de radiación débil. Los lóbulos se clasifican en lóbulo principal (contiene la dirección de máxima radiación), lóbulos secundarios (distintos del principal), lóbulos laterales (los secundarios adyacentes al principal).
- **SLL (Side Lobe Level):** La relación entre el lóbulo principal y los laterales. El SLL se mide en dB
- **Ancho de haz a -3dB (θ_{-3dB}):** Intervalo angular en el que la densidad de potencia cae menos de 3dB respecto de la potencia máxima. Es decir, el intervalo angular donde la densidad de potencia es mayor que la mitad de la máxima.
- **Dirección de apuntamiento:** Dirección donde la antena radia con la máxima densidad de potencia



A.2 Directividad y ganancia

La **ganancia directiva** ($D(\theta, \varphi)$) es la relación en todo el espacio entre la intensidad de radiación de la antena y la intensidad de radiación que produciría una antena isotrópica (radia con la misma intensidad en todas las direcciones del espacio).

La ganancia directiva en la dirección de máxima radiación se la conoce como **directividad**, y se expresa como D_0

En el caso de la **ganancia** ($G(\theta, \varphi)$) se habla de la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la que produce una antena isotrópica que tiene por potencia de entrada la misma que la antena bajo estudio. En el caso de esta ganancia entran en juego las pérdidas de radiación, las pérdidas del conductor y las del dieléctrico.

La **ganancia máxima**, G_0 es la ganancia en la dirección de la máxima radiación.

Tanto la ganancia directiva como la ganancia se suelen medir en dBi (dB referidos a una antena isotrópica)

A.3 Polarización

La **polarización** de una antena hace referencia a la polarización del propio vector de campo eléctrico en la dirección de la máxima radiación. Es la figura que el extremo del vector del campo radiado traza en función del tiempo, con una dirección fija, y su sentido de giro observándolo desde la antena.

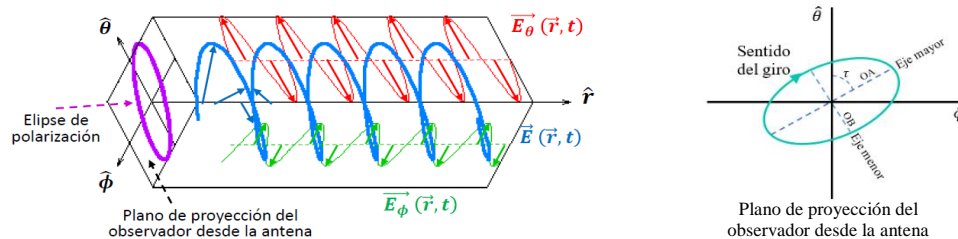
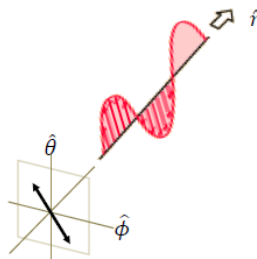


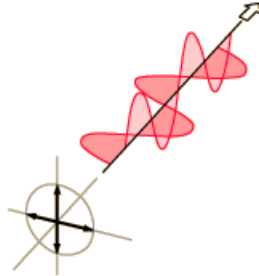
Figura: Elipse de polarización

En general todas las polarizaciones son elípticas, pero hay dos casos concretos, polarización lineal y polarización circular.

- **Polarización lineal:** en este caso el campo proyectado sobre el plano del observador tiene forma lineal, esto sucede cuando las componentes del campo eléctrico 'x' e 'y' están en fase (forman 0°) o en contrafase (formando 180°). Además, su relación axial es infinito. Este tipo de polarización puede ser horizontal o vertical si el campo proyectado se sitúa sobre uno de los ejes.

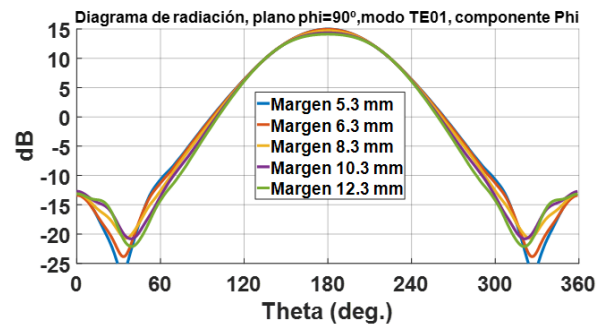
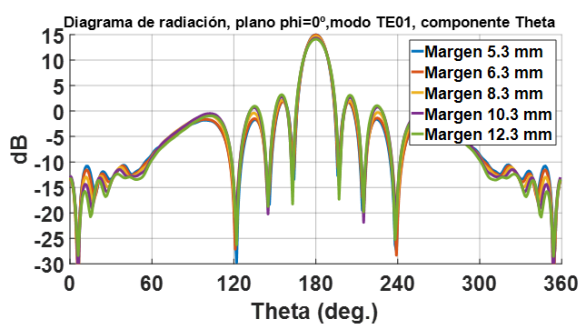
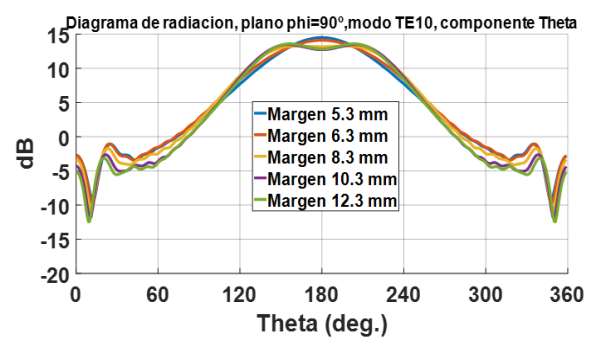
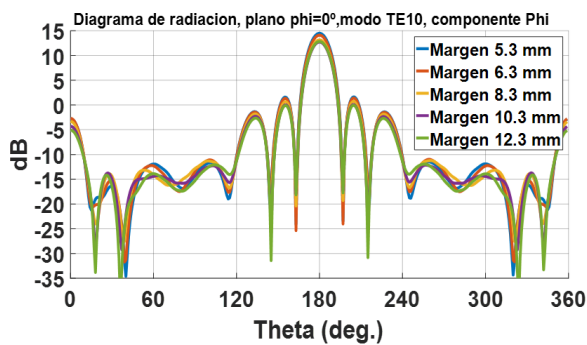


- **Polarización circular:** En este tipo de polarización el campo proyectado sobre el plano del observador forma una circunferencia. Las componentes de dicho campo están desfasadas 90° y tienen la misma amplitud, es decir, su relación axial es 1. Su movimiento puede ser hacia izquierdas (LHCP, Left Hand Circular Polarized) o hacia derechas (RHCP, Right Hand Circular Polarized)

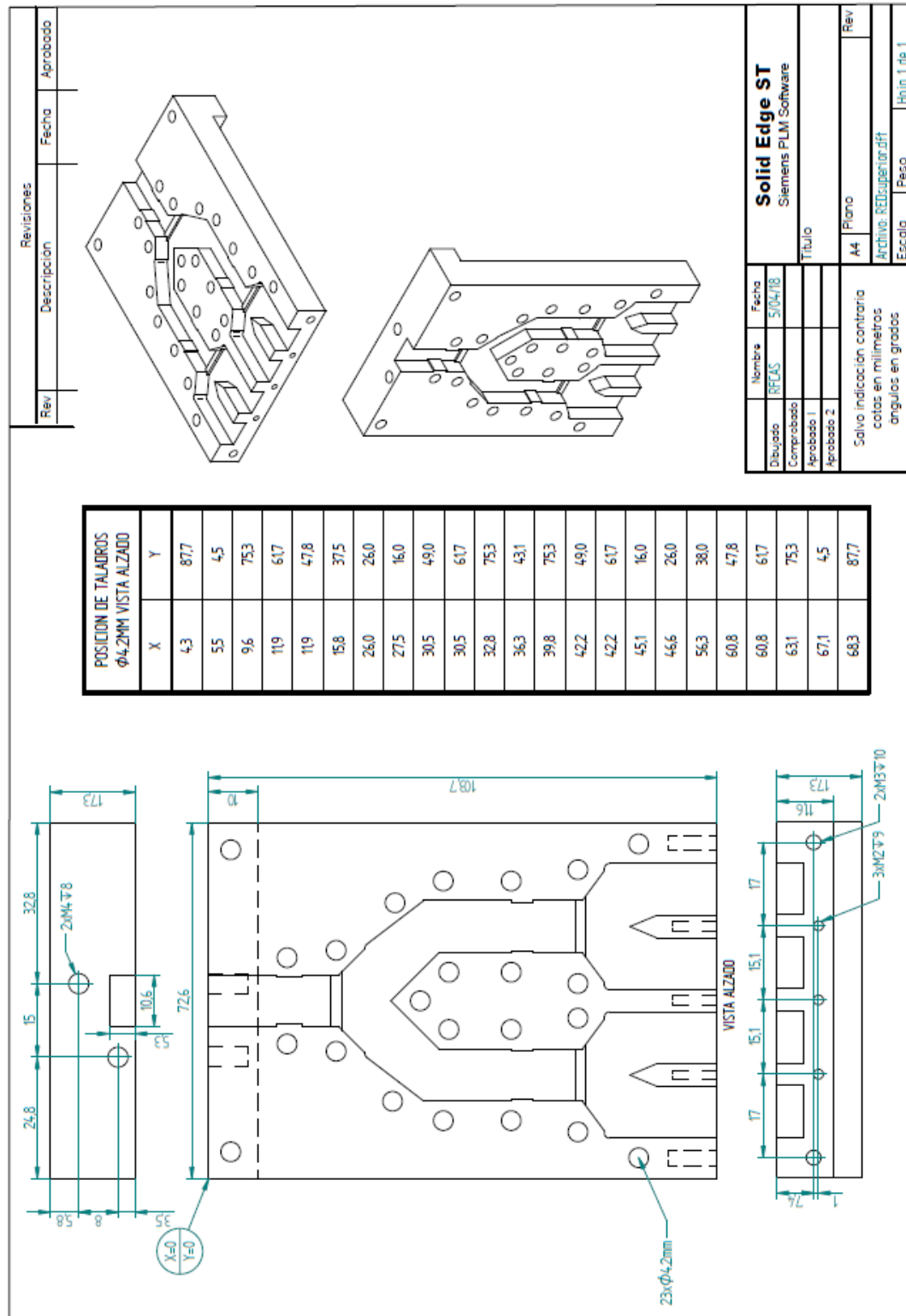


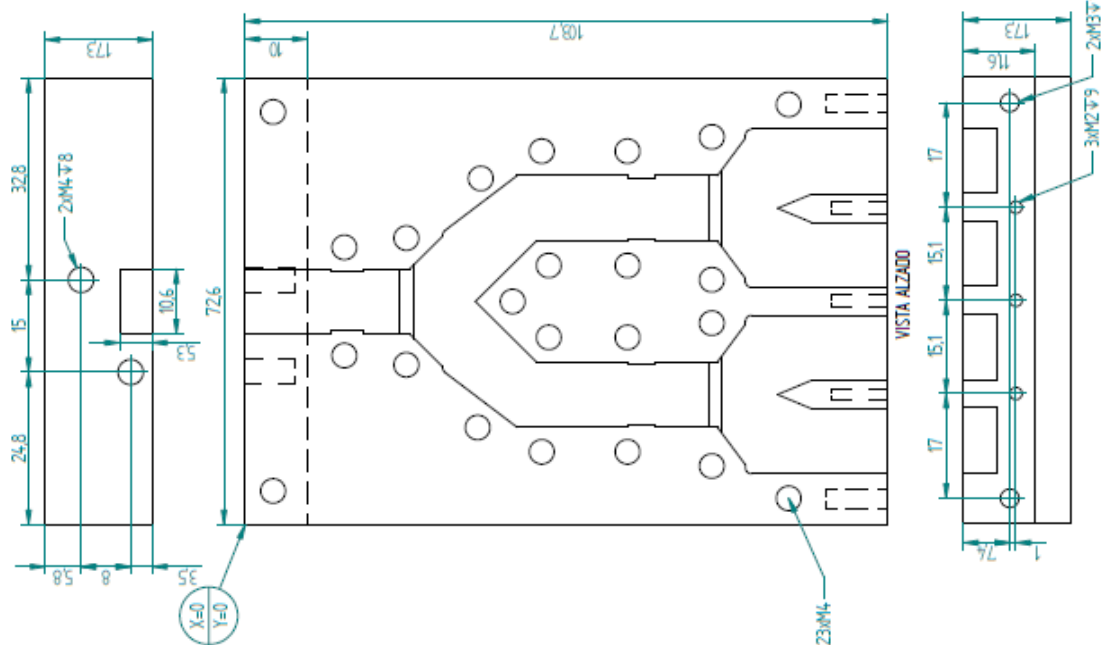
B Análisis Tamaño de Márgenes del array para taladros

Aquí van a aparecer los diagramas de radiación del análisis del capítulo 5.1, de donde se extrajeron los valores de la tabla 5-1

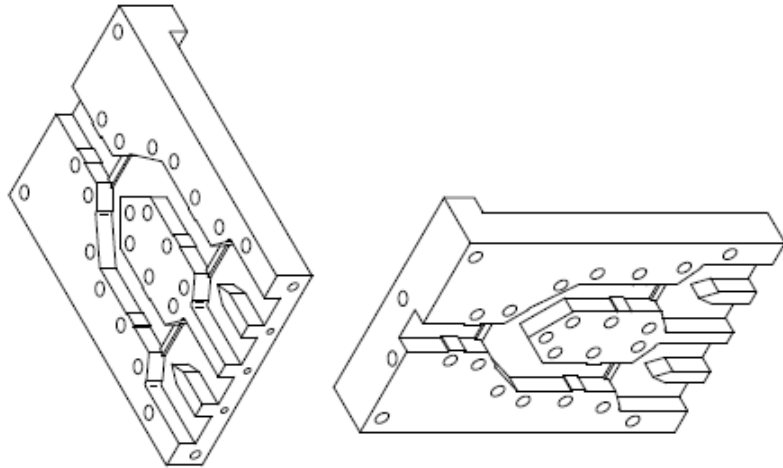


C Planos de fabricación





POSICION DE TALADROS ø4.2MM VISTA ALZADO		
X	Y	
43	87.7	
55	4.5	
96	75.3	
119	61.7	
119	47.8	
158	37.5	
260	26.0	
275	16.0	
305	49.0	
305	61.7	
328	75.3	
363	43.1	
398	75.3	
422	49.0	
422	61.7	
451	16.0	
466	26.0	
563	38.0	
608	47.8	
608	61.7	
631	75.3	
671	4.5	
683	87.7	



		Nombre		Fecha	
		Dibujado		5/04/18	
		Comprobado			
		Aprobado 1			
		Aprobado 2			
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados					
Título		A4		Rev	
Solid Edge ST		Plano			
Siemens PLM Software					
Archivo: REDIMENSION.dft					
Escala		Peso		Hoja 1 de 1	

